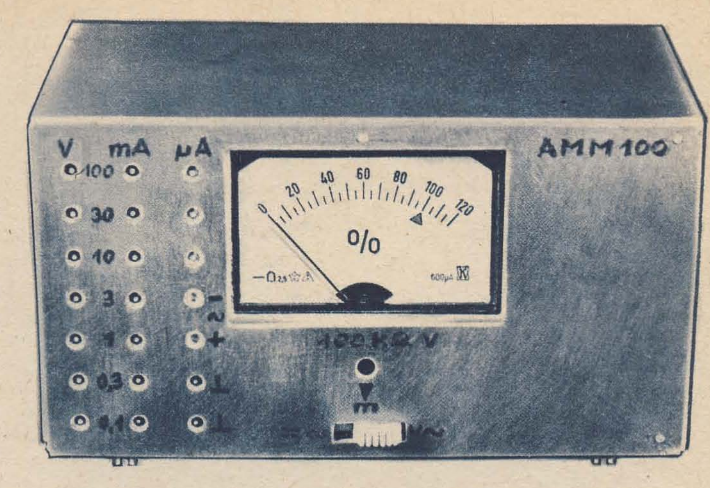




Bauplan 52
Preis 1,– M

Klaus Schlenzig
Karl-Heinz Bläsing

Passive und aktive Vielfachmesser

Inhalt

1. Einleitung

In der elektronischen Meßpraxis gibt es heute »analog« anzeigende Geräte mit Zeigerinstrumenten und nach digitalen Meßprinzipien arbeitende Geräte mit Ziffernanzeige. Beide haben ihren Sinn. Trotz sinkender Kosten für Digitalmeßgeräte sind Zeigerinstrumente noch immer wichtige Hilfsmittel des Praktikers. Über Tendenzen in Anzeigen kann ein Zeiger schneller informieren als eine mit systembedingter Wiederholzeit ausgebende Ziffernanzeige. Es ist wie bei Uhren: 7^{45} Uhr mag zwar eine genaue Information sein, aber »dreiviertel acht« ist oft sowohl sinnfälliger wie auch schneller zu erkennen und einzuordnen. Vielfach wesentlich wichtiger als die Art der Ausgabe sind die »Klemmeneigenschaften« eines solchen Meßgeräts. Dabei aber schneiden z. B. Digitalvoltmeter mit Eingangswiderständen um 10 MΩ gegenüber robusten »Multizets« mit Stromdämmungen um 20 kΩ/V selbstverständlich günstiger ab. Mit Meßverstärkern lassen sich diese Unterschiede überbrücken. Gegenüber diskreten Schaltungslösungen haben dabei integrierte Operationsverstärker eindeutige Vorteile.

In diesem Bauplan wird beschrieben, wie man aus einem von vielen möglichen Meßwerktypen einen für Amateurbelange vernünftigen Vielfachmesser berechnet, aufbaut und abgleicht. Gegenüber seinen Vorläufern Bauplan 23 und Bauplan 27 wurde die Gesamtinformation jedoch stark gestrafft, und Wechselspannungs- und Widerstandsmessungen bleiben ausgeklammert.

Dafür wird im zweiten Hauptteil in einem hochohmigen Vielfachmesser ein z. Z. noch gut greifbarer Operationsverstärker der »1. Generation« eingesetzt, mit dem auch Wechselspannungen im unteren Frequenzbereich gemessen werden können. Demnächst zu erwartende modernere Typen werden Übergang auf kleinere Betriebsspannungen (bei Bedarf) einerseits bzw. auf noch höhere Eingangswiderstände andererseits gestatten. Außerdem erweitern sich durch einige Typen auch die Möglichkeiten, Widerstände zu messen, bezüglich des erfaßbaren Wertebereichs. Als Bestandteil des aktiven Vielfachmessers rundet ein lineares Ohmmeter für Widerstände zwischen etwa 1 Ω und 100 kΩ diesen Bauplan ab.

Der aus genannten Gründen zunehmenden Bedeutung von Operationsverstärkern in der Amateurpraxis trägt ein größerer Abschnitt Rechnung, der den zweiten Hauptteil einleitet und in dem – objektbezogen – das Wie und Warum von Operationsverstärkern (vorrangig der derzeit noch überwiegenden bipolaren Typen) erläutert wird.

2. Eigenschaften von Drehspulinstrumenten

Vorauszuschicken ist, daß für einen Vielfachmesser unter den zahlreichen Meßinstrumentenarten nur ein Drehspulmeßwerk in Frage kommt. Ob es sich um ein solches handelt, erkennt man neben einigen anderen Angaben aus den Eintragungen im Skalenblatt (Bild 1). Die wichtigste Zahl ist die am Skalenende eingetragene. Sofern es sich nicht bereits um ein für einen bestimmten Zweck mit Vorwiderstand versehenes und z. B. in Volt geeichtes Instrument handelt, gibt dieser Wert den Vollausschlag in Mikroampere oder Milliampere an. Für den geplanten Vielfachmesser ist als oberer Grenzwert 100 μA anzusehen, was einer »Stromdämmung« von 10 kΩ/V entspricht. Besser sind schon 50-μA-Instrumente (20 kΩ/V).

Neben dem Vollausschlagwert geht in die Konstruktion des Vielfachmessers noch entscheidend die angegebene Gebrauchslage ein. Ein z. B. für vertikale Montage vorgesehenes Meßwerk wird infolge der Masseverteilung bei der für Vielfachmesser gebräuchlichen liegenden Anordnung einen höheren Meßfehler haben als angegeben. Drehspulmeßwerke kann man nur mit Gleichstrom speisen. Bei Wechselstrom würde der Zeiger höchstens zittern. Wechselstrommessungen erfordern also Gleichrichten, was weitere Meßfehler, verringerten Eingangswiderstand und eine weitere Skale bedeutet. Anzeigefehler ergeben sich auch, wenn das Instrument bei extremen Temperaturen betrieben wird, denn die Kupferspule hat einen temperaturabhängigen Widerstand.

Mit Hilfe einer Strom- und einer Spannungsmessung lassen sich gemäß Bild 2 Strom- und Spannungsbedarf für Vollausschlag, aus dem Quotienten U/I der Widerstand R_i des Meßwerks und aus R_i/U die »Stromdämmung« in Ω/V ermitteln. Diese Messungen wird allerdings meist der Besitzer des genauen Instruments selbst durchführen wollen, damit wirklich nichts passieren kann. Selbstverständlich beginnt man immer bei der niedrigsten Einstellung des Potentiometers und dreht ganz vorsichtig hoch, bis genau Vollausschlag erreicht wird. Als Richtwert gilt: Instrumente im Mikroamperebereich haben einen Spannungsbedarf von (größenordnungsmäßig) 100 mV und einen Innenwiderstand, der mit wachsendem Stromvollausschlag entsprechend sinkt (Richtwert also für 100 μA: etwa 1 kΩ).

3. Messen von Strom und Spannung

Wer mißt, muß das kritisch tun. Auch das genaueste Meßinstrument liefert fehlerhafte Aussagen. Beispiel: Das in den Stromkreis nach Bild 3a eingefügte Amperemeter stört mit seinem Innenwiderstand die bisherigen Verhältnisse ähnlich wie das die Schaltung nach Bild 3b belastende Voltmeter.

Im Fall a) kann jetzt nicht mehr der ursprüngliche Strom fließen, sondern nur ein um das Verhältnis $R1/(R1+R_i)$ kleinerer. Folgerung: Die kleinste Fälschung ergibt sich bei $R_i = 0$ oder, mit anderen Worten, der Widerstand eines Strommessers soll im Verhältnis zum Widerstand des Stromkreises so klein wie möglich sein. In der Praxis reicht es, wenn das Verhältnis $R1/R_i$ z. B. in die Größenordnung von 100 kommt.

Im Fall b) schaltet sich der Widerstand R_i des Voltmeters dem Widerstand $R2$ parallel, über dem die Spannung gemessen werden soll. Der Gesamtspannungsabfall muß daher bei entsprechend hohem Innenwiderstand R_{ers} der weiteren Schaltung kleiner werden. Gemäß Bild 3c erkennt man wiederum eine einfache Gesetzmäßigkeit: Die ohne Instrument an den Klemmen des »aktiven Zweipols« erscheinende Leerlaufspannung U_{ers} verringert sich durch den Teiler $R_i/(R_{ers}+R_i)$, sobald das Instrument mit dem Innenwiderstand R_i angeschlossen wird. Für die Grenzwertbetrachtung übersichtlicher ist dieser Ausdruck in der Form $1/(R_{ers}/R_i+1)$, der für $R_i \to \infty$ wegen $R_{ers}/R_i \to 0$ gegen 1 geht. Bei unendlichem Innenwiderstand zeigt das Voltmeter die Leerlaufspannung des Zweipols an, in allen anderen Fällen weniger. Auch für diesen Fall reicht meist das Verhältnis von 1 : 100, nur muß jetzt R_i der größere von beiden Werten sein. In den meisten Fällen gelingt es in der Amateurpraxis, ein solches Verhältnis zu erreichen. Das ergibt sich aus folgender Überlegung: Steht ein 100-μA-Meßwerk mit $R_i = 1000$ Ω und 100 mV Vollausschlag zur Verfügung, dann belastet es in seiner ursprünglichen Form den aktiven Zweipol nach Bild 3c mit 1000 Ω und mißt daher nur genügend genau, wenn R_{ers} kleiner als 10 Ω ist. Als Strommesser eingesetzt, muß $R1$ entsprechend Bild 3a mindestens 100 kΩ groß sein, wenn der Meßfehler unbemerkt bleiben bzw. in den Instrumentenfehlern untergehen soll.

Ein Fall nach Bild 3c mit den Daten 0,1 V für die »Batterie« und 10 Ω für den Widerstand tritt praktisch durchaus auf, z. B. im Emitterkreis von gegengekoppelten Transistorstufen. Höhere Widerstände sind aber im allgemeinen auch mit höheren auftretenden Spannungen gekoppelt. Dabei würde jedoch das Meßwerk Vollausschlag zeigen und u. U. zerstört werden, wenn man seinen Spannungsbereich nicht erweitern könnte. Die Meßbereichserweiterung ist ganz einfach entsprechend Bild 4 auszuführen. Bild 4 zeigt die Grundschaltung für die Meßbereichserweiterung im Sinne von Vielfachmessern. Man muß beachten, daß bei einem Meßbereich von z. B. 1 V (oder einem günstigen glatten Wert, den die Skalenteilung anbietet) für die Berechnung des Vorwiderstands der Spannungsbedarf des Meßwerks selbst abzuziehen ist. Als empfindlichsten Spannungsmeßbereich kann man den Instrumentenvollausschlag selbst benutzen. Bei in Mikroampere geeichten Instrumenten wird aber der Spannungsbedarf nicht immer einen glatten, möglichst sogar der Teilung entsprechenden Spannungswert haben, wie oben im Fall von 100 μA/100 mV angenommen. Daher muß ein Vorwiderstand für den nächsthöheren glatten Wert eingefügt werden. Bild 4 gibt die nötigen Hinweise einschließlich der Bemessungsgleichung. Ob

von diesem neuen »Ersatzmeßwerk« aus gemäß Bild 5 oder vom ursprünglichen her die Widerstände für die anderen Bereiche festgelegt werden, richtet sich nach den Bereichen, den für jeden der beiden Fälle erforderlichen Widerstandswerten und der Frage, nach welcher Konzeption sie leichter zu erhalten sind. Der andere Extremfall zu Bild 5 ist in diesem Sinne die Schaltung nach Bild 6. Manchmal kann es sogar vorkommen, daß man (vor allem bei älteren Meßwerken, die z. B. ursprünglich in ihrer Anwendung geshuntet waren) den Vollausschlag auf einen glatten Stromwert bringen muß. Im ganzen wird das Instrument dadurch etwas unempfindlicher, doch hat man den Vorteil eines glatten Vollausschlagwerts. Bild 7 gibt dazu Hinweise.

Zum Messen höherer Ströme muß der Teil des Stroms, der den Eigenbedarf des Instruments übersteigt, an diesem vorbeigeleitet werden. Dazu werden entsprechend gewählte Widerstände, auch Shunts genannt, eingesetzt. Nach den Regeln des elektrischen Stromkreises verhalten sich in einer Parallelschaltung die Ströme umgekehrt wie die Widerstände, durch die sie fließen. Soll also z. B. der Strommeßbereich auf das Doppelte des Instrumentenvollausschlags erweitert werden, dann muß durch den Parallelwiderstand noch einmal der Instrumentenstrom fließen; da an beiden die gleiche Spannung liegt, ist in diesem Fall also der Shunt so groß wie der Innenwiderstand des Instruments.

Aus Bild 8 wird das Dimensionieren von Parallelwiderständen für beliebige Ströme ersichtlich. Problematisch sind bei Vielfachmessern in den Strommeßbereichen zum einen das unzweckmäßige Anordnen des Umschalters, denn dadurch wird das Meßwerk gefährdet, und zum anderen bei den höheren Strömen die möglichen veränderlichen Übergangswiderstände des Schalters, ebenfalls wieder unter der Voraussetzung einer ungünstigen Anordnung. Bild 9 zeigt die beiden möglichen Varianten – der Fall a) ist der ungünstigere. Wird bei ihm nämlich (z. B. bei Bereichswechsel) der Parallelschluß unterbrochen, so befindet sich das Meßwerk allein im meist sehr niederohmigen Stromkreis, dessen Spannung weit über der liegt, die das Instrument verträgt. Das heißt, jetzt fließt durch seine empfindliche Spule ein sehr hoher Strom, der die Spule oder auch die Zuleitungsfedern zum Durchbrennen bringt. Zwar kann man die Gefahr einer solchen Überlastung mit Hilfe der in Abschnitt 4. besprochenen Maßnahmen (s. unten) begegnen, sollte aber schon wegen des Einflusses der Kontaktwiderstände Schaltung b) bevorzugen, auch wenn ihre Berechnung zunächst etwas ungünstiger erscheint. Beispiel: Soll ein Strom von 1 A gemessen werden und hat das Instrument einen Spannungsbedarf von 0,1 V, so muß der Gesamtwiderstand des Strommessers in diesem Bereich 0,1 V/1 A = 0,1 Ω sein. Der Kontaktwiderstand (Materialwiderstand plus Übergangswiderstand) auch eines guten Schalters liegt bei wenigstens 5 bis 10 mΩ, kann also 10 % des Shunts betragen. Je nach Kontaktdruck (z. B. Ermüdungsgrad der Feder) schwankt er dann zwischen z. B. 5 mΩ und 15 mΩ und damit um etwa 10 % des Meßwiderstands. Im Fall b) dagegen liegt dieser zusätzliche, unsichere Widerstand nicht im Meßkreis, sondern davor. Er beeinflußt die Messung also nicht, es sei denn, der gesamte Widerstand des Stromkreises, in dem gemessen wird, würde nur in dieser Größenordnung liegen. Das bedeutete aber, wie bereits weiter vorn ausgeführt, ohnehin eine Strommessung, die infolge des ungünstigen Verhältnisses von Innenwiderstand des aktiven Zweipols und Widerstand des Strommessers unzulässige Fehler liefert.

Das Berechnen der Bereichswiderstände im Fall b) scheint außerdem auch nur schwieriger, als es ist. Es wirkt nur der jeweils eingeschaltete Teilwiderstand als Shunt und der übrige als Vorwiderstand. Man muß ihn also, exakt gesehen, bei der Shuntberechnung berücksichtigen. Aus Bild 10 ist der Rechnungsgang für ein Beispiel zu ersehen.

Das Messen von Gleichspannungen und Gleichströmen bildet in der Bauplanpraxis den Hauptteil aller Meßaufgaben. Oft läßt sich sogar noch das Auftrennen der Stromkreise umgehen, wenn Ströme etwa im Sinne des Beispiels von Bild 11 zu messen sind. Man reduziert sie auf eine Spannungsmessung und errechnet den Strom aus dem bekannten Widerstand, über dem die gemessene Spannung abfällt. Das hat außer dem Vorteil, daß nicht aufgetrennt werden muß, noch den Nutzen, daß – solange dieser Widerstand wieder viel kleiner als der des Meßinstruments im eingeschalteten Bereich ist – der ungestörte Kreis gemessen wird. Es stört dabei auch wenig, daß der eingebaute Widerstand toleranzbehaftet ist, da es meist nur um das Ermitteln eines zulässigen Arbeitspunktbereichs geht. Darüber hinaus muß man bei Strommessungen – wie schon angedeutet – ggf. berücksichtigen, daß durch das Einschleifen des Instrumentenwiderstands ein kleinerer als der »ungestörte« Strom fließt bzw. daß bei Spannungsmessungen die wirkliche Spannung größer ist. Welchen Strom man beim Messen einer Spannung dem Meßkreis »entzieht«, läßt sich leicht an der Skale ablesen, wenn sie weiterhin die ursprünglich vorhandenen Eintragungen enthält, also meist eine Mikroampereskale.

Der exakte Spannungsbedarf ergibt sich auf Grund der Shuntberechnung im Fall von Bild 9.

4. Ein überlastungsgeschützter Vielfachmesser für Strom und Spannung

Dieser Vielfachmesser eignet sich als Nachbaumuster, entweder fast unverändert, wenn man das gleiche Instrument hat, oder zumindest als Orientierungshilfe für eigene Varianten. Jeder Leser wird sich anhand der abgeleiteten Beziehungen für abweichende Meßwerkdaten alle erforderlichen Werte errechnen können, ohne daß die folgenden Ausführungen allzu abstrakt gehalten sind.

4.1. Schaltung und Bereichswahl

Als »Bauplanhilfe« soll dieser Vielfachmesser hauptsächlich Gleichspannungen im Niederspannungsbereich messen. In den meisten Fällen wird ein oberster Bereich von 50 V genügen. Die Buchsen 500 V und 1000 V kann man vorsehen, um für orientierende Messungen im Bereich bis etwa 100 V eine Anzeigemöglichkeit mit höherem Eingangswiderstand zu erhalten. Wer generell (z. B. als Servicetechniker) mit solchen Spannungen arbeitet, muß die Leiterplatte anders gestalten und das Gehäuse entsprechend überprüfen. Auch Gleichströme sind bei Bauplanvorhaben oft zu messen. Dabei ist man an einen möglichst kleinen Eigenspannungsbedarf des Vielfachmessers interessiert. Infolge der im nächsten Abschnitt beschriebenen Schutzschaltung muß in dieser Hinsicht ein Kompromiß geschlossen werden; dafür lassen sich die Meßwiderstände günstiger auslegen. Wechselspannungs-, Wechselstrom- und Widerstandsmessungen werden in den nächsten Abschnitten behandelt. Der Einsatz von Operationsverstärkern wird in diesem Zusammenhang ebenfalls beschrieben.

Die Bereiche wählt man durch Umstecken der Prüfschnüre. Zwischen *I* und *U* wird umgeschaltet. Es hat sich gezeigt, daß dabei weniger Fehler unterlaufen als an Buchsen, die für alle Bereiche gelten, wobei mit einem Drehschalter gewählt wird. Ein weiterer Vorteil ergibt sich bei der im Bauplanmuster benutzten Schaltung dadurch, daß das Instrument mit Einschränkungen gleichzeitig für Strom- und für Spannungsmessungen eingesetzt werden kann. Dabei wird der Stromkreis der Strommessung nicht unterbrochen, wenn man gerade die Spannung mißt. Durch Umschalten zwischen *U* und *I* fragt man den interessierenden Meßwert ab. Die Einschränkung für diesen komplexen Einsatzfall liegt in der gemeinsamen 0-Buchse für alle Bereiche. Bild 12 zeigt einen zulässigen Meßfall. Bild 13 zeigt die Gesamtschaltung eines Vielfachmessers. Das Instrument wurde innerhalb eines Vierecks dargestellt, dessen Innenschaltung Gegenstand des folgenden Abschnitts ist. Es handelt sich um die Schutzschaltung, die man aber nicht unbedingt übernehmen muß. In diesem Fall sind die Bereichswiderstände neu zu berechnen, und man erhält bei Strommessung einen kleineren Eigenspannungsbedarf der Schaltung. Dennoch dürften aber die Vorteile einer Schutzschaltung überwiegen, besonders bei teuren Meßwerken.

4.2. Schutzschaltung

Die Schutzschaltung soll verhindern, daß das Instrument durch falsche Bereichswahl, Falschpolung oder Anschluß von hoher Wechselspannung an kleine Gleichspannungsbereiche (dann vibriert der Zeiger nur, man merkt es also nicht sofort) usw. zerstört wird. Dabei ist ein gewisser Kompromiß zwischen Überlastungsfähigkeit und Eigenspannungsbedarf erforderlich: Je höher der durch die Schutzschaltung bedingte Eigenspannungsbedarf, um so weniger wird das Instrument im Störungsfall über seinen Vollausschlagswert hinaus belastet. Zu hohe Eigenspannung ist aber für die Strommessung von Nachteil. Die (infolge ihrer unterhalb der Schwellspannung gegenüber dem Instrumentenstrom genügend kleinen Ströme) gut geeigneten Siliziumdioden haben einen Schwellspannungswert von etwa 0,5 V. Erst oberhalb dieser Spannung fließt also ein Strom, der dann schon bei kleiner Spannungserhöhung rasch zunimmt. Gemäß Bild 14 werden nun zum Absichern beider Stromrichtungen dem Instrument 2 Siliziumdioden antiparallelgeschaltet. Das Instrument enthält außerdem noch einen Vorwiderstand R_Z, mit dem ein für das Instrument noch vertretbarer Überstrom über R_i und R_Z die Diodenschwellspannung U_D erzeugt. Bei weiterer Stromerhöhung übernehmen die Dioden je nach Stromrichtung den Zuwachs. Vor der gesamten Schaltung bewirkt der Widerstand R_V, daß bei maximal zu erwartender Spannung der mögliche Strom nicht größer wird, als ihn die Diode verträgt.

Die Dioden sucht man so aus, daß sie weniger als 1 % des Meßstroms abzweigen, wenn das Instrument gerade Vollausschlag zeigt. Das läßt sich leicht durch Ab- und Zuschalten einzelner Dioden bei auf I_{max} eingestelltem Instrumentenstrom ermitteln. Im Bereich unbeeinflußter Anzeige gilt $I_{max} \cdot (R_i + R_Z) < U_D$ (Bedeutung der Bezeichnungen wurde soeben erläutert). Der für das Mustergerät zugelassene Überstrom ist ein Kompromiß zwischen einem möglichst kleinen Spannungsbedarf für Strommessungen und dem, was das Instrument noch verträgt. Dafür gilt mit Überlastungsfaktor *ü*: $ü \cdot I_{max}\ (R_i + R_Z) \gtrsim U_D$ (für I_{max}). Den Vorwiderstand R_V dimensioniert man nach der maximal im Fehlerfall falsch angelegten Spannung. Sie dürfte nicht größer sein als die, für die der Vielfachmesser eingerichtet wurde, im Höchstfall (bei Beachtung der in Abschnitt 4.1. gegebenen Hinweise) also 1000 V. Für die Berechnung wird nicht der maximal zulässige Diodenstrom angesetzt, weil bei ihm U_D größer als angesetzt ist, so daß der Instrumentenstrom weiter steigt. Beim Typ *SY 200* rechnet man daher für I_{Dmax} mit 0,5 A. Bei starker Überlast darf der Widerstand durchbrennen.

Die für das vorhandene Meßwerk mit den Daten $I_{max} = 50\ \mu A$, $R_i \triangleq 660\ \Omega$, $U_{max} = 33$ mV dimensionierte Schaltung nach Bild 14 benötigt an ihren Klemmen für Vollausschlag 0,3 V. Wegen der Verwendung toleranzbehafteter Widerstände innerhalb des Instrumentenpfads stellt man mit dem Stellwiderstand ein. Würde er zum Schutzwiderstand zugeschaltet, dann würde durch ihn im Fehlerfall ein unzulässig hoher Strom fließen; denn die Belastbarkeit seines Schleiferkontakts ergibt sich nur aus $I_{zul} = \sqrt{P/R_{ges}}$, das sind bei 0,1 W und 1 kΩ nur 10 mA. Damit wird der Überstrom im Fehlerfall etwas von der Toleranz der verwendeten Widerstände abhängig. Die Schutzschaltung wird nun so eingestellt, daß das Instrument Vollausschlag zeigt, wenn an der gesamten Schaltung genau 0,3 V stehen. Zum Eichen benutzt man ein möglichst genaues Hilfsinstrument. Wegen des Abgleichs werden R_z und R_v gemeinsam betrachtet und gerechnet $R_z + R_v = U_{ges}/I_{max} - R_i$ oder im vorliegenden Fall $R_z + R_v = 5{,}34$ kΩ. R_z ermittelt man aus R_v über $R_{zmax} = 5{,}34\ k\Omega - R_{vmin}$. R_{vmin} ist der infolge der aufgedruckten Toleranz kleinste mögliche reale Wert von R_v. Wie sich nachträglich leicht überprüfen läßt, muß R_v ein mit 5 % oder besser tolerierter Typ sein, wenn man einen 1,8-kΩ-Widerstand benutzt und R_z zu einem »handelsüblichen« Teil einstellbar macht: R_{zmax} ergibt sich zu 5,34 kΩ − 1,71 kΩ = 3,63 kΩ. Damit nicht ein unnötig großer Abgleichbereich überstrichen wird, wählt man ein 1-kΩ-Potentiometer. Sein Widerstand ist aber mit ± 20 % toleriert, so daß R_{zmax} = 0,8 kΩ + 3 kΩ ± Toleranz werden kann. Damit auf jeden Fall noch 3,63 kΩ erreicht werden, darf der 3-kΩ-Widerstand ebenfalls nur ein 5-%-Typ sein. Das genügt dann auch dem ungünstigsten Fall. Bei positiven Toleranzen beider Widerstände und kleinstem Stellwiderstand (= 0) ergibt sich 3,15 kΩ + 1,89 kΩ = 5,04 kΩ, was noch mit Sicherheit unter dem zu erreichenden Wert von 5,34 kΩ liegt. Damit genügt die Schutzschaltung bezüglich der Toleranzen den Abgleichbedingungen, ohne daß unnötig genaue Widerstände erforderlich sind.

4.3. Gesamtschaltung

Die aus Bild 13 und Bild 14 (entspricht dem umrandeten Teil von Bild 13) bereits bekannte Gesamtschaltung zeigt Eingänge für U_- in den Stufen 0,5 V, 1 V, 5 V, 10 V, 50 V, 100 V, (500 V) und (1000 V). Die beiden eingeklammerten Bereiche werden im Muster aus Sicherheitsgründen, wie schon erläutert, nur zum Messen kleinerer Spannungen bei erforderlichen höheren Eingangswiderständen (Indikatorzwecke) eingesetzt. Immerhin bedeuten 1000 V bei 20 kΩ/V 20 MΩ Eingangswiderstand, und 100 V kann man auf der großen Skale des Musters in diesem Bereich noch gut erkennen.

Beliebige Vorwiderstände für die Spannungsmeßbereiche berechnet man jeweils einfach so, daß die Differenz von U_M für Vollausschlag und Spannungsbedarf U_{Iges} des Anschlußpunkts (Instrument ohne Schutzschaltung: 33 mV im Mustergerät, mit Schutzschaltung 0,3 V) gebildet und durch den Instrumentenstrombedarf I_I für Vollausschlag dividiert wird: $R_{Mi} = \frac{U_{Mi} - U_{Iges}}{I_I}$; *R in* Ω, *U* in V, *I* in A. Der Buchstabe i bezeichnet den jeweiligen Bereich. Da für die folgenden Bereiche ab 0,5 V von diesem Punkt ausgegangen wird, ist U_{Iges} nur für den 1. Bereich 0,3 V und für die folgenden 0,5 V. Übrigens kann man im 0,5-V-Bereich auch Ströme bis 50 μA messen, da bei den Strommeßbereichen systembedingt von einem höheren Grundwert ausgegangen wird. Näheres folgt in Abschnitt 5.

Bei Gleichstrom erkennt man die Stufen 0,5 mA, 5 mA, 10 mA, 50 mA, 0,5 A, 5 A. Der 50-μA-Bereich ist mit dem 0,5-V-Bereich identisch.

5. Dimensionierung eines Mustergeräts

5.1. Spannungsmeßbereiche

Die Grundformel für die Berechnung wurde bereits in Abschnitt 4.3. gegeben. Der Spannungsteiler baut auf den beiden Grundwerten 0,3 V und 0,5 V auf und kann daher erst abgeglichen werden, wenn diese beiden Werte genau stimmen. Teilweise wurden Bereichswiderstände auch für andere Bereiche mit herangezogen, und zwar stets im Sinne der schon erläuterten Toleranzbetrachtung. Dadurch kommt man überall mit Widerstandstoleranzen von 10 % für die Festwiderstände aus. Da der Stellwiderstandshub in den obersten Bereichen aber nicht ausreichen würde, wenn man nicht zu große Stellwiderstände benutzen will, wird z. B. die 500-V-Widerstandskette wahlweise an die 50-V- oder an die 10-V-Kette angelötet. Beim 1000-V-Bereich läßt sich ein Teil des Widerstands auswechseln (0 bis 1,8 MΩ).

Nach Einstellen der Werte 0,3 V und 0,5 V (Schutzschaltung und 1. Bereich) wird – wieder mit Hilfe eines guten Vergleichsspannungsmessers und einer einstellbaren Gleichspannungsquelle – von unten nach oben jeweils in den Bereichen genau Vollausschlag bei Nennspannung eingestellt. Achtung! Vor Beginn der Eichung muß der Zeiger des Instruments mit der von vorn zugänglichen Schraube genau auf 0 eingestellt werden (mechanischer Nullpunkt)!

5.2. Strommeßbereiche

Die Gleichstrommeßbereiche müssen sich ebenfalls einstellen lassen. Das funktioniert mit handelsüblichen Stellwiderständen noch bis zum Teilwiderstand 6 Ω (Bereich 50 mA); dort wird das Potentiometer parallelgeschaltet und darf darum nie auf 0 stehen. Man beginnt daher etwa in Mittelstellung. Für 0,5 A und für 5 A braucht man selbstgewickelte Widerstände, am besten aus Konstantandraht, damit die strombedingte Erwärmung (etwa 1,7 W bei 5 A) den Wert möglichst wenig beeinflußt. Für diese beiden Bereiche nimmt man notfalls eine gewisse Toleranz in Kauf, die auf dem Instrument vermerkt werden kann, wenn die gerade vorhandene Drahtdicke eine für einen Feinabgleich zu kurze Drahtlänge ergeben sollte. Man gleicht sie so ab, daß, von einer größeren Länge beginnend, vorsichtig stückchenweise abgeschnitten wird. Dabei ist die verzinnte Länge kurz zu halten, da die Zinnhaut den Widerstandswert verringert. Vor dem Verzinnen muß die Drahtoberfläche mit Schmirgelleinen gut gesäubert werden; man verzinnt in reichlich Löttinktur, denn das Material ist nicht besonders »lötfreudig«. Abgeglichen wird vom größten I-Bereich aus.

Das Kontaktproblem wird durch die Buchsenanschlüsse auf einfache Weise gelöst. Die Shunts bilden eine Kette, so daß der Strom vom entsprechenden Abgriff über den zwischen ihm und der 0-Buchse liegenden Widerstand fließt. Ein geringerer Teil (bei Vollausschlag im Mustergerät 50 μA) gelangt aber erst über den Umweg Buchse–oberer Teilwiderstand–Instrument zur 0-Buchse, und dieser Strom ruft die Anzeige hervor. Das heißt: Die jeweilige Bereichsbuchse bildet den »Knotenpunkt«, in den hinein der gesamte zu messende Strom fließt, und von diesem Knoten aus teilt er sich in einen Strom durch das Instrument und in einen (größeren) durch den Shunt (Bild 15). Daher ist bei der Strommessung wie folgt zu dimensionieren: Für Vollausschlag muß der Strom durch den Shunt eine Spannung in Höhe von $U_I + I_I \cdot R_{To}$ erzeugen (I_I, U_I Werte für Vollausschlag des Instruments einschließlich Schutzschaltung, für Mustergerät also 0,3 V und 50 μA). Dafür steht der Strom $I_M - I_I$ zur Verfügung, wenn I_M der Meßstrom für Vollausschlag laut Buchsenbeschriftung ist. R_{To} bezeichnet den Gesamtwert des Widerstands der Shuntkette zwischen Buchse und Instrument (»oberer Widerstand«).

Zunächst muß man festlegen, welcher kleinste Strom mit der Shuntkette gemessen werden soll. Da 50 μA Vollausschlag über die Spannungsmesserseite erfaßt werden, genügt es, mit 500 μA zu beginnen. Nur dieser Bereich kommt also tatsächlich mit 0,3 V aus ($R_{To} = 0$), während alle anderen $I_I \cdot R_{To}$ mehr Spannung für Vollausschlag erfordern. Im Interesse einer möglichst kleinen Gesamtspannung geht man also von einem nicht zu großen Shunt aus, d. h. von einem nicht unnötig niedrigen untersten Bereich.

Man beginnt mit der Berechnung des Shuntgesamtwertes: $R_{Tges} = \frac{U_I}{I_M - I_I}$, für das Muster heißt das $R_{Tges} = \frac{0{,}3\ V}{500\ \mu A - 50\ \mu A}$ und ergibt 667 Ω. Für beliebige Bereiche gilt dann mit Bild 15 der Ansatz

$(I_{Mi} - I_I) \cdot R_{Mi} = U_I + I_I (R_{Tges} - R_{Mi})$. Darin bezeichnet R_{Mi} den Gesamtwert des zwischen Meßbuchse »i« und 0-Buchse liegenden Widerstands für den Strombereich I_{Mi}, während R_{Tges} der soeben ausgerechnete gesamte Shunt ist, der R_{Mi} enthält. Die Differenz $R_{Tges} - R_{Mi}$ entspricht dem oben benutzten Ausdruck R_{To}. Durch Umstellen ergibt sich schließlich $R_{Mi} = \frac{U_I + I_I \cdot R_{Tges}}{I_{Mi}}$, und mit den Werten des Musters $R_{Mi} = \frac{333,33}{I_{Mi}}$; R in Ω, I in mA.

Damit erhält man für die einzelnen Widerstandswerte zwischen der jeweiligen Buchse und 0 diese Zuordnung:

Bereich I_{Mi}	0,5 mA	5 mA	10 mA	50 mA	0,5 A	5 A	0-Buchse
Widerstand R_{Mi}	667Ω	66,7 Ω	33,4 Ω	6,67 Ω	0,667 Ω	0,067 Ω	
Teilwiderstände zwischen den Buchsen	600 Ω	33,3 Ω	26,7 Ω	6 Ω	600 mΩ	67 mΩ	

Unter Berücksichtigung von Widerständen mit 10 % Toleranz empfehlen sich folgende Kombinationen:
67 mΩ und 600 mΩ aus Konstantandraht wickeln;
6Ω aus 8,2 Ω ± 10 % mit 100-Ω-Stellwiderstand parallel;
27,7 Ω z. B. aus 33 Ω ± 10 % mit 1-kΩ-Stellwiderstand parallel;
33,3 Ω aus 39 Ω ± 10 % mit 1-kΩ-Stellwiderstand parallel;
600 Ω aus 560 Ω ± 10 % mit 220-Ω-Stellwiderstand in Serie (wie im Mustergerät) oder 820 Ω ± 10 % mit 10-kΩ-Stellwiderstand parallel.

5.3. Aufbaubeispiel

Das Instrument des Mustergeräts hat relativ große Abmessungen (120 mm × 130 mm Frontfläche). Das Gehäuse wurde diesem Format angepaßt. Der Platz neben dem Meßwerk wurde so bemessen, daß die beschriebene »Grundausstattung« auf eine Leiterplatte dieser Fläche paßt. Bild 16a zeigt die nach Bild 13 entworfene Leiterplatte. Sie wird gemäß Bild 16b bestückt. Die Vorderwand des Gehäuses ist mit Bohrungen entsprechend der Lage der Buchsen auf der Leiterplatte zu versehen. Das Gehäuse wird durch eine eingepaßte Rückwand geschlossen.

6. Analoge Meßgeräte mit Operationsverstärker

6.1. Das Wichtigste zu Operationsverstärkern

Die folgenden Ausführungen enthalten vorrangig Informationen, die sich auf die danach beschriebenen Bauobjekte beziehen. Einsatzbereiche, Erscheinungsformen und technische Parameter des heute erhältlichen Spektrums an Operationsverstärkern sind so umfangreich und vielschichtig, daß sie inzwischen ganze Bücher füllen. Auf Grund seiner verständlichen Darstellungsweise sei dazu z. B. das Buch »Analoge Schaltungen« aus dem Militärverlag der DDR empfohlen, verfaßt von einem Autorenkollektiv, erschienen 1979.

Der an Transistorverstärker gewöhnte Amateur muß einige Umdenkarbeit leisten und sich an eine Reihe (meist vorteilhafter) Eigenschaften gewöhnen, die aber positiv zu nutzen die Mindestkenntnis über das verlangt, was dabei falsch gemacht werden kann. Tieferes Eindringen setzt auf jeden Fall voraus, daß man sich in die erwähnte weitere Literatur vertieft.

Ein Operationsverstärker wird als ein mit der Spitze nach rechts zeigendes Dreieck dargestellt. An dieser Spitze liegt sein Ausgang. Die linke Seite enthält 2 (!) Eingänge. So findet man dieses Bauelement in vielen Stromlaufplänen. Wie bei Digitalschaltkreisen, so gibt man vielfach die Stromversorgungsanschlüsse nicht mit an. Im Gegensatz zu jenen muß man aber wissen, daß Operationsverstärker meist (und bezüglich des Schaltungsverständnisses auf Grund ihrer Eigenschaften auch am übersichtlichsten) mit 2 gleich großen, aber entgegengesetzt gepolten Spannungen versorgt werden, deren Mittelpunkt als Schaltungsmasse benutzt wird. Man beachte: Nicht der Operationsverstärker selbst ist mit dieser Masse

verbunden, aber in seinem Inneren »spiegelt« sich auf Grund seines in großen Teilen und in der »Eingangs-Ausgangs-Wirkung« symmetrischen Aufbaus ebenfalls alles an dieser »Spannungs-Null-Linie«!

Ein erster Blick auf die in den Katalogen meist enthaltenen Innenschaltungen läßt (zu Recht) vermuten, daß Operationsverstärker außerordentlich hoch verstärken. Das ist auch tatsächlich der Fall. Werte zwischen 20000 und 100000 sind durchaus üblich. Allerdings fällt die Verstärkung mit zunehmender Frequenz sehr schnell ab. Das beginnt oft schon bei wenigen Hertz! Wie man dieses Verhalten vernünftig beherrscht (und welche vorteilhaften Eigenschaften durch diese hohen Ursprungswerte erreichbar sind), wird sich noch zeigen.

Außerdem läßt die Innenschaltung erkennen, daß die beiden Eingänge in einen sogenannten Differenzverstärker führen (Bild 17). Das sind in der Grundform 2 Transistoren, deren Emitter an einem gemeinsamen Widerstand liegen und von denen ein Kollektor (oder beide) das Signal weitergibt.

Legt man eine Steuerspannung an die Basis dieses Transistors, so reagiert der Kollektor auf ein Erhöhen mit einem Absinken, bei Absenken aber mit Erhöhen seines Ausgangspotentials. Man nennt diesen Eingang daher den invertierenden Eingang [Symbol: (−)].

Der andere Transistor liefert für den Ausgang das an seiner Basis liegende Signal zunächst an den gemeinsamen Emitterwiderstand, ist also (im Gegensatz zum ersten) nicht in Emitter-, sondern in Kollektorschaltung wirksam. Am Emitterwiderstand steht dann für den Ausgangstransistor eine Steuerspannung, die diesen in Basisschaltung erreicht. (Zum besseren Erkennen dieses Vorgangs legt man dann den invertierenden Eingang in Gedanken an Masse!) Kollektor- und Basisschaltung liefern aber beide am Ausgang zum Eingang gleichphasige Signale. Daher ist dieser Eingang der nichtinvertierende [Symbol: (+)]. Symmetrische Betriebsspannung und entsprechende Innenschaltung sorgen nun dafür, daß der Operationsverstärker im Ruhezustand sowohl an seinen Eingängen wie am Ausgang kein von Masse abweichendes Potential hat. Auf Grund der extrem hohen Verstärkung des ganzen Gebildes führen aber bereits sehr kleine Eingangsspannungen zwischen den beiden Eingängen zur Vollaussteuerung des Operationsverstärkers, dessen Ausgangswiderstand übrigens meist recht klein ist (ideal 0, praktisch im Bereich einiger 10 bis 100 Ω).

Beispiel: Betriebsspannung ± 10 V (d. h. + 10 V und − 10 V gegen Masse), Verstärkung 10000. Dann bedeutet eine Eingangsspannungsdifferenz von 1 mV bereits, daß der Verstärkerausgang voll an die von der Polarität der Eingangsspannung am entsprechenden Eingang bestimmte Betriebsspannung »fährt« – sofern nicht auf Grund der Ausgangskreisgestaltung eine (gewisse) Restspannung im Voltbereich bleibt wie etwa beim bekannten »*741*« (im Unterschied zu unserem »*109*«). Ein idealer Operationsverstärker führt also am Ausgang 0 V Betriebsspannung, wenn seine Eingänge nicht angesteuert werden. Auch dann, wenn man beide verbindet und gemeinsam (im »Gleichtakt« sozusagen) ansteuert, ändert sich daran fast nichts. Man sagt, der OPV hat eine hohe Differenz-, aber eine sehr geringe Gleichtaktverstärkung. Real reagiert der Ausgang infolge unvermeidbarer Unsymmetrie doch etwas, jedoch im allgemeinen mit weniger als z. B. 1/10000 des Wertes, den man bei gewollter (Einzel-) Ansteuerung erreicht. Soll nun die Ausgangsspannung die gleiche Richtungsänderung wie die Eingangsspannung haben, wird der nichtinvertierende Eingang angesteuert, und den invertierenden legt man an Masse. So ergibt sich ein nichtinvertierender Verstärker, im umgekehrten Fall ein invertierender (Bild 18). Die Pfeile an U_e und U_a zeigen die jeweilige Richtung der Spannungsänderung an. Zum Vergleich wurde der Gleichtaktfall mit dargestellt.

Der Steuerkreis mit seinem Innenwiderstand liegt nun also zwischen gesteuertem Eingang und Masse. Aus diesem Grund fällt über diesem Widerstand durch den typen-, exemplar- und temperaturabhängigen (wenn auch schon bei bipolaren OPV recht kleinen), aber zur Funktion nötigen Eingangsruhestrom (»Bias-Strom«) eine Spannung ab. Als Folge ergibt sich am Ausgang eine Restspannung, die außerdem temperaturabhängig ist. Es gilt daher bei diesen »herkömmlichen« OPV (die noch keinen Feldeffekteingang haben), daß zwischen den nicht zum Steuern benutzten Eingang und Masse ebenfalls ein Widerstand zu legen ist (Bild 19).

Der an den nichtinvertierenden Eingang gegen Masse zu schaltende Widerstand soll die gleiche Größe haben wie der, den der invertierende »in die Schaltung hinein sieht«. Dann entsteht an ihm die gleiche Fehlspannung, und die beschriebenen nachteiligen Effekte heben sich auf, sofern die Ruheströme beider Eingänge gleich sind. In den meisten OPV-Schaltungen wird man solche Maßnahmen erkennen. Je nach Widerstandsbeschaltung sind dabei also auch Parallelschaltungen zu berücksichtigen, auf deren Gesamtwert hin dann angepaßt werden muß. Nun sind aber die beiden Ruheströme nicht völlig gleich. Ihre

Differenz, als Offsetstrom bezeichnet, verschiebt daher den Ausgang aus dem Nullpunkt. Hinzu kommt (und das leider auch bei den praktisch von Eingangsstrom freien, extrem hochohmigen FET-Eingängen etwa der neuen *B-080*-Serie) eine weitere Eigenschaft der »realen« OPV – seine sogenannte Offsetspannung. Das heißt: Auch sie bewirkt, daß selbst bei nicht angesteuerten, an Masse gelegten Eingängen die Ausgangsspannung meist doch nicht exakt auf Null liegt, sondern davon abweicht – unter Umständen beträchtlich! In den Datenblättern wird dafür meist ein typischer und ein maximaler Wert angegeben. Genannt wird der Spannungswert, der einer Eingangsspannung entspricht, mit der (sozusagen in »Gegenrichtung«) der Ausgang auf Null gebracht werden kann. Gleiches gilt für den Offsetstrom. Komfortable OPV haben nun dafür 2 Abgleicheingänge, die man mit den Endpunkten eines mit Schleifer gegen Masse oder gegen eine der Betriebsspannungen zu schaltenden Potentiometers zu verbinden hat. Bei den übrigen Typen muß man die Korrektur an dem jeweils dafür laut Gesamtschaltung geeigneten Eingang vornehmen. Beim *A 109* kann auch einer der Frequenzkompensationseingänge dafür mit genutzt werden. Mit dieser Maßnahme lassen sich natürlich im Sinne eines Nullpunktabgleichs auch die eingangsstromabhängigen Verschiebungen ausgleichen, zumindest in einem kleineren Temperaturbereich. Die Temperaturabhängigkeit der Offsetspannung ist am kleinsten, wenn bestimmte Maximalwerte in den Widerständen der äußeren Beschaltung nicht überschritten werden, d. h. für ganz bestimmte Widerstandswerte vor den Eingängen (Größenordnung 10 kΩ).

Kehrt man nun wieder zur »idealen« Betrachtungsweise zurück, so hat der OPV »keinen« Eingangsstrom, »unendliche« Verstärkung und keinerlei Offset. Die extrem hohe Verstärkung ist aber real nur durch gewolltes Verringern zu bändigen, und meist erfordert ja die konkrete Anwendung auch nur ganz definierte, begrenzte Verstärkungen. Höchstens in Spezialfällen (z. B. empfindliche Komparatoren) wird man sie nicht oder nur wenig verringern. Bevor dies bei den weiteren Erläuterungen untergeht: Die hohe interne Verstärkung hat mindestens noch einen nachteiligen Effekt: OPV können leicht auf höheren Frequenzen in Selbsterregung kommen, besonders dann, wenn vom Ausgang zum Eingang von außen beschaltet wird. Gegenkopplung wird mit wachsender Frequenz durch Phasendrehungen im OPV zur Mitkopplung! Gegen solche Schwierigkeiten hat man daher viele Typen schon intern frequenzkompensiert. Andere, bei denen in speziellen Anwendungen mit einer großen Bandbreite operiert wird, lassen sich extern durch *C*- oder *RC*-Beschaltung (die Typenblätter sagen dazu Näheres) gewünscht beeinflussen. Als praktische Erfahrung sei schon jetzt vorausgeschickt: Wer vergißt, diese Beschaltung anzubringen, wenn sie der Typ vorschreibt, der wird erst durch oszillografisches Betrachten hinter die Ursache von Effekten kommen, die sonst auch in Gleichspannungsmeßaufgaben durch Selbsterregung auftreten können.

Wie stellt man nun die gewünschte Verstärkung ein? Dazu bedient sich der Schaltungsentwickler einer »OPV-spezifischen« Betrachtungsweise. Gemäß Bild 20a liege der nichtinvertierende Eingang an Null (Masse). Bei (in Näherung) idealen OPV-Eigenschaften führt dann infolge der Beschaltung mit dem Gegenkopplungswiderstand $R2$ auch der invertierende Eingang dieses Potential. Die am Vorwiderstand liegende (kleine) Eingangsspannung U_E treibt also, wenn ihr zweiter Anschluß ebenfalls an Masse liegt, durch $R1$ den Strom $U_E/R1$ in Richtung dieser »virtuellen« Masse am invertierenden Eingang. Ein idealer OPV hat nun keinen Eingangsstrom. Daher kann dieser Strom von einer entsprechend großen, umgekehrt gerichteten Ausgangsspannung über $R2$ kompensiert werden. Ist $R2$ z. B. 100mal so groß wie $R1$, dann wird am Ausgang eine Spannung benötigt, die 100mal der Eingangsspannung entspricht, damit diese Knotenpunktforderung ($I_E = I_G$) zustandekommt. Und genau so verhält sich der OPV: Die Ausgangsspannung nimmt bei Anlegen einer Eingangsspannung an $R1$ den Wert $U_E \cdot R2/R1$ an. Umgekehrt wird beim nichtinvertierenden Verstärker nach Bild 20b $U_A = U_E\ (1+R2/R1)$. Beides funktioniert linear, solange U_A genügend weit unter der jeweiligen Betriebsspannung bleibt. Steigt U_E über diesen kritischen Wert an, kann U_A nicht mehr folgen, und die Bedingung der virtuellen Masse läßt sich nicht mehr einhalten. Dann nimmt der invertierende Eingang eine von Null deutlich verschiedene Spannung an! In einem solchen Bereich soll man den OPV selbstverständlich normalerweise nicht betreiben. Richtig gefährlich wird es glücklicherweise bei den meisten Typen aber erst, wenn die Eingangsspannung einige Volt (meist wenigstens z. B. 5 V) übersteigt (Datenblätter beachten!). Für solche Situationen braucht man eine Schutzbeschaltung, z. B. einen Vorwiderstand und 2 antiparallel zwischen den Eingängen liegende Dioden.

Eine von Null deutlich verschiedene Ausgangsspannung ist natürlich auch sofort gegeben, wenn $R2$ fehlt, also mit ∞ angesetzt werden kann. Es läßt sich auch so betrachten, daß der Ausgang auf jeden Fall versucht, über $R2$ den Eingangsstrom »aufzufangen«. Das gelingt ihm aber bei $R2 \approx \infty$ selbstverständlich nicht, obwohl er bis zur möglichen Sättigung in Richtung der von der Polarität der Eingangsspannung gerade zutreffenden Betriebsspannungsseite »fährt«. (Manche Typen bleiben in solcher Betriebsart bei bestimmten Schaltungsvoraussetzungen sogar hängen – man nennt das latch up –, und es ist durch Schaltungsmaßnahmen dafür zu sorgen, daß das nicht eintritt.)

So genügen bereits Spannungen in der Größenordnung von Millivolt, um den Ausgang an den jeweiligen »Anschlag« zu bringen. Man nutzt das, wie schon erwähnt, bei Komparatoren aus, wo schon kleinste Eingangsspannungsdifferenzen ausgewertet werden sollen. In solchen Fällen wird auch zusätzlich u. U. mit positiver Rückkopplung gearbeitet (R vom Ausgang zum nichtinvertierenden Eingang). Der Eingangswiderstand des nichtinvertierenden Verstärkers nach Bild 20b ist zwar ohne $R3 \approx R1$ extrem hoch, aber dann um den Preis einer hohen Fehlerspannung (außer bei kleinem R_i der Steuerquelle!), wenn der für den Eingangsstrom bipolarer OPV doch nötige Widerstand $R3$ nach Masse viel größer als $R1$ gewählt würde. Hier helfen erst BIFET-OPV weiter!

Die Grundschaltung nach Bild 20a hat, wie man sieht, einen relativ kleinen Eingangswiderstand. Man kann ihn nicht beliebig vergrößern. Bei einer bestimmten gewünschten Verstärkung ließe sich zwar mit größeren Werten von $R2$ und $R1$ wieder das gleiche Verhältnis einstellen. Übliche bipolare Operationsverstärker haben jedoch auf Grund ihrer »realen« Eingänge (Eingangsstrom nicht ideal gleich Null) dann zunehmend ungünstiger werdende Betriebseigenschaften, besonders hinsichtlich Temperatur. Darauf wurde bereits weiter vorn hingewiesen. Am günstigsten bezüglich des gesamten Temperaturverhaltens ist es, die Werte der Widerstandsbeschaltung bei gegebenen Werten von Eingangsoffsetstrom I_{I0} und Eingangsoffsetspannung U_{I0} so zu wählen: $R1//R2 \lesssim U_{I0}/I_{I0}$. Für z. B. $I_{I0} = 100$ nA und $U_{I0} = 1$ mV erhält man 10 kΩ als (noch) günstigen Wert der Parallelschaltung. Anknüpfend an die weiter vorn skizzierten Verhältnisse bezüglich Eingangsruheströmen wählt man vor dem nichtinvertierenden Eingang also einen Widerstand $R3$, der dieser Parallelschaltung von $R1$ und $R2$ entsprechen soll (vgl. Bild 20). Moderne Operationsverstärker mit extrem hochohmigen FET-Eingängen haben im Zimmertemperaturbereich vernachlässigbar kleine Eingangsströme. Ein Vorwiderstand vor dem nichtinvertierenden Eingang ist hier lediglich als Schutzmaßnahme zu betrachten. Die Begrenzung auf ($R1//R2$)-Werte um 10 kΩ entfällt damit ebenfalls. So haben solche OPV – abgesehen von der bleibenden Notwendigkeit eines Offsetspannungsabgleichs und seiner Temperaturprobleme – für moderne Meßschaltungen mit hohem Eingangswiderstand eine besondere Bedeutung.

Im Gegensatz zur Einspeisung in den relativ niederohmigen invertierenden Eingang wird beim nichtinvertierenden Verstärker der andere (im Schaltzeichen mit + symbolisierte) Eingang benutzt (Bild 20b). Wäre nicht der bei bipolaren OPV aus erläuterten Gründen notwendige Widerstand nach Masse (der noch dazu als Tribut an die Wirkung des temperaturabhängigen Eingangsstroms einen niedrig begrenzten Wert hat), so könnte man an diesem Eingang mit äußerst hohen Eingangswiderständen rechnen. Der aus den Datenblättern ablesbare Eingangswiderstand des OPV (z. B. 100 kΩ) multipliziert sich dann mit dem Quotienten aus (ebenfalls dem Datenblatt entnehmbarer) Leerlaufverstärkung (z. B. 50000) und der eingestellten »Schleifenverstärkung« (z. B. 100), und das Ergebnis ist der Eingangswiderstand des nichtinvertierenden OPV, im Beispiel also 50 MΩ. Diese Betrachtung wird nur wirksam, wenn die Signalquelle keinen R_i hat (ideal), so daß im Grunde $R3$ dann trotz dieses Eingangswiderstands in Serie zu (+) zu legen wäre. Die geringe Belastung, die ein hochohmiger Eingang für eine ebenfalls hochohmige Quelle darstellt, kommt hier erst bei Wechselspannungsanwendungen voll zur Geltung. Man vergleiche dazu die Erläuterungen zum nachfolgenden Bild 21.

Die Verstärkung der nicht invertierenden Schaltung wird genau wie bei der invertierenden eingestellt, nämlich über einen Gegenkopplungswiderstand $R2$ vom Ausgang zum invertierenden Eingang. Da jetzt aber der Widerstand $R1$ nicht zwischen der Eingangsspannung und »virtueller Masse« liegt, sondern gegen Masse, ergeben sich etwas andere Verhältnisse. Die Ausgangsspannung teilt sich über $R2$ und $R1$. Ihr Wert pegelt sich so ein, daß wieder die Spannung beider Eingänge gleich wird (also die Differenzspannung zwischen den Eingängen 0 ist). Das bedeutet $U_E = U_{R1}$. Für $R2 = 0$ ist die Verstärkung gleich 1, denn nun liegt an beiden Eingängen wie am Ausgang der Wert der Eingangsspannung; am nichtinvertierenden Eingang vom Objekt her, am Ausgang, weil der nun ohne Widerstand mit dem invertierenden Eingang verbunden ist und weil dieser Eingang im »Normalbetrieb« die gleiche Spannung führt wie der gesteuerte Eingang (eben eine Eigenschaft des OPV).

Benötigt man für den realen Betriebsfall eines Meßverstärkers ein Meßwerk am Ausgang für Vollausschlag 1 V, dann reichen bei V = 100 am Eingang (nur) 10 mV. Wird nun der aus Nullpunkt- und Temperaturgründen etwa $R1/R2$ entsprechende $R3$ (z. B. 10 kΩ) gegen Masse eingefügt, so entsprechen

10 mV an ihm – auf übliche Meßinstrumentebetrachtung bezogen – einer Stromdämmung von 10 kΩ/10 mV oder 1 MΩ/V. Ein solcher Wert aber ist für ein Voltmeter schon sehr zufriedenstellend und 10- bis 20mal so hoch wie der mit teuren 25- bzw. 50-μA-Meßwerken ohne OPV erreichbare! (Übrigens ergibt der Quotient 10 mV/10 kΩ 1 μA, und das wäre dann der Strom, mit dem das Meßobjekt bei Vollausschlag belastet würde.) 10 mV als Vollausschlageingangswert sind allerdings meßtechnisch meist nicht zu empfehlen, denn z. B. Rauschen und die eben doch noch bleibenden Temperatureffekte stören bei kleineren Anzeigewerten das Ergebnis oft merklich. Aber auch 100 kΩ/V sind schon meist ein recht akzeptabler Wert, realisiert mit z. B. $V = 10$ und $U_E = 100$ mV an 10 kΩ für Vollausschlag.

Ergänzend sei noch kurz auf das Betriebsspannungsverhalten eingegangen. Moderne OPV haben teilweise einen recht großen möglichen Betriebsspannungsbereich. Dennoch ist es nötig, sie – besonders in Meßaufgaben – einem möglichst kleinen Spannungshub auszusetzen. Das folgt aus ihrer Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Betriebsspannung. Als praktisches Beispiel sei der Wert 50 μV/V genannt. Er sagt aus, daß sich 1 V Betriebsspannungsänderung auf die Ausgangsspannung so auswirkt wie eine Eingangsspannungsänderung von 50 μV bei der gerade gewählten Verstärkung über die Gegenkopplungsbeschaltung. Je kleiner die eingestellte Verstärkung, um so geringer ist auch die Auswirkung dieses Hubs. Das gilt übrigens für alle auf die Eingänge bezogenen Angaben. So kommt es, daß man in vielen beschriebenen Schaltungen einen Teil der in diesem Abschnitt geschilderten Schaltungseinzelheiten vermißt, die zur Verringerung solcher Abhängigkeiten empfohlen werden (vgl. auch Bild 21!). Bild 21 zeigt eine für NF-Verstärker übliche Maßnahme: Die Wechselspannungsverstärkung wird durch die Teilung zwischen $R2$ und $R1$ eingestellt. Da jedoch der Gleichstrompfad durch $R1$ wegen C unterbrochen ist (damit besteht eine untere Grenzfrequenz für die Verstärkung), gilt für die Gleichspannungsverstärkung der Wert 1, denn dafür ist $R1$ (wegen C) als »∞« anzusehen. Alle Offset- und Betriebsspannungseinflüsse wirken sich also auf den Gleichspannungsarbeitspunkt der Ausgangsspannung kaum noch aus! Damit wählt man für $R3$ zweckmäßig den Wert von $R2$. 1 MΩ ist in solchen Fällen noch durchaus zu vertreten, besonders wenn über C ausgekoppelt wird.

6.2. Grundschaltungen für Volt- und Amperemeter

Bild 22 zeigt die am leichtesten zu verstehende Schaltung eines Voltmeters mit OPV (Versorgungsspannungsanschlüsse und Kompensationsmaßnahmen nicht dargestellt): Entsprechend der mit $R1$ und $R2$ eingestellten Verstärkung $V = 1 + R2/R1$ des nichtinvertierenden Verstärkers erscheint am Ausgang die z. B. auf den 10fachen Wert erhöhte und »impedanzgewandelte« Meßspannung, die über einen Spannungsteiler am Eingang aus der Spannung des Meßobjekts abgeleitet wurde. Das als Voltmeter geschaltete Meßinstrument zeigt diese Spannung an. Je geringer sein Eigenstrombedarf, um so weniger ist mit fälschenden Einflüssen infolge der realen Eigenschaften des verwendeten OPV zu rechnen. Der Abgleich auf Vollausschlag bei z. B. 100 mV am Meßwiderstand $R3$ kann entweder am Instrumentenvorwiderstand (wenn das Instrument fest mit dem OPV verbunden ist) oder am Gegenkopplungswiderstand (z. B. wenn ein schon vorhandener Vielfachmesser genutzt wird) vorgenommen werden. Der Vorwiderstand (bzw. der am vorhandenen Vielfachmesser einzustellende Spannungsbereich) sollte so hoch gewählt werden, wie es der OPV-Aussteuerbereich bei gegebener Betriebsspannung zuläßt. Nur dann bleiben die durch den hohen TK der Kupferwicklung des Meßwerks bedingten Temperaturfehler klein (Stromsteuerung des Instruments!). Ergänzend zeigt Bild 23 eine nach dem gleichen Schaltungsprinzip funktionierende Strommesserschaltung.

Günstig ist wieder der relativ geringe Spannungsbedarf für Vollausschlag. Das Instrument ist wiederum als Voltmeter geschaltet – es mißt den (verstärkten) Spannungsabfall über dem im Meßkreis liegenden niederohmigen Widerstand.

Diese beiden Schaltungen wurden darum nur so kurz dargestellt, weil es eine sinnvollere Lösung gibt. Ihr Prinzip befand sich z. B. im Beitrag von *K.-H. Bläsing* zur 2. Lieferung der »Schaltungssammlung für den Amateur« aus dem Jahre 1979 (Bild 24).

Hier wird – in weiten Grenzen unabhängig vom Spannungsbedarf des Anzeigeinstruments und damit auch von Cu-TK-Fragen unberührt – der vom OPV in den Gegenkopplungszweig gespeiste Strom gemessen. Dieser Strom ruft an R_M eine Spannung hervor, die mit R_M bezüglich des gewünschten Vollausschlags (abhängig auch vom Strombedarf des Instruments) eingestellt werden kann. Die am nichtinvertierenden Eingang anliegende zu messende Spannung wird ja durch die Gegenkopplung vom OPV

auch am invertierenden Eingang erzeugt, damit wieder die Forderung erfüllt ist, daß beide Eingänge gleiche Spannung führen (also $U_{diff} \approx 0$). Da R_M im allgemeinen relativ niederohmig sein wird (instrumentenbedingt), »ergänzt« R_V den für den Eingangsruhestromausgleich zum untersten Spannungsteilerwiderstand »$R3$« nötigen Wert. Gemäß vorausgegangener Überlegungen geht man bei einem bipolaren OPV dabei mit der für Vollausschlag nötigen Eingangsspannung nicht unnötig niedrig (Beispiel: 100 mV). Wird $R3$ wieder z. B. mit 10 kΩ gewählt, ergibt sich eine Stromdämmung von 100 kΩ/V. Da an R_M für Vollausschlag nun schon 100 mV entstehen müssen, erhält man für R_M bei einem 50-μA-Instrument einen Wert von 100 mV/50 μA = 2 kΩ. In ausreichender Näherung kann R_v dann ein 8,2-kΩ-Standardwert sein. Angesichts der Tatsache, daß der Gesamtwiderstand des Schaltungsteils zwischen Ausgang und R_M nur von der Betriebsspannung und dem benötigten Anzeigestrom begrenzt wird, sind 2 Maßnahmen möglich. Eine ist nötig, die andere interessant. Nötig wird es sein, das Instrument zu schützen. Denn: Die anliegende Meßspannung kann durchaus die Größe der Betriebsspannung erreichen. (Daß im Interesse der OPV-Eingänge an ihnen dabei nicht mehr als die laut Datenblatt zulässige Spannung erscheint, dafür muß man eingangsseitig mit 2 Dioden sorgen, die im Sinne der Gesamtschaltung eingefügt werden, siehe unten.) Der OPV wird dabei voll ausgefahren, liefert also an den Instrumentenzweig einen viel zu hohen Strom. Praktisch liegt nun fast die gesamte Betriebsspannung am Meßzweig. Ein Meßwerk ohne Vorwiderstand würde trotz begrenzter Stromergiebigkeit des OPV-Ausgangs dadurch mit Sicherheit zerstört. Schon die bereits weiter vorn in Abschnitt 4.2. beschriebene Schutzschaltung für das Instrument löst das Problem. Wer also diesen bereits vorgestellten Vielfachmesser gebaut hat, braucht nun nur noch den 50-μA-Bereich anzuwählen und kann das (geschützte) Instrument unbedenklich in den Ausgangskreis »einschleifen«. Der »Belastete« ist jetzt der OPV selbst. Glücklicherweise sind die meisten modernen Typen kurzschlußfest. Es schadet jedoch nichts (und das Meßprinzip läßt es zu), wenn dennoch ein Begrenzungswiderstand eingebaut wird. Beim *A 109 D* ist er notwendig. Sorgfältig dimensioniert, schützt er – in gewissen Betriebsspannungsgrenzen – dann sogar von sich aus ungeschützte Meßwerke vor dem Zerstören. Der Begrenzungswiderstand muß noch bei der kleinsten Betriebsspannung den Vollausschlag zulassen. Die größte zulässige Betriebsspannung ergibt sich dann aus dem Überlastungsfaktor, den der Hersteller für das Meßwerk zuläßt. Demgegenüber kann man also auch einen Vorwiderstand wählen, der den Maximaldauerstrom des OPV bei höchster Betriebsspannung auf den zulässigen Wert begrenzt, und die weiter vorn beschriebene Diodenschutzmaßnahme vorsehen, mit der das Meßwerk stets zuverlässig geschützt ist.

Die zweite Maßnahme im Ausgangskreis hat ebenfalls mit Dioden zu tun. 4 von ihnen, zur Graetz-Brücke zusammengeschaltet, bilden bekanntlich einen »Vollweg«-Gleichrichter. Nach Bild 25 zeigt ein an sie angeschlossenes Instrument stets einen positiven Ausschlag, gleichgültig, wie die Eingangsspannung gepolt ist. Daß man auf diesen bequemen Umgang beim normalen Vielfachmesser dennoch verzichtet, liegt an der »toten Zone« um den Nullpunkt der Meßspannung herum, hervorgerufen durch die Mindestspannung, von der an eine Diode erst leitet (und hier sind sogar 2 in Serie geschaltet!). Außerdem ergibt sich auch vom Beginn der Zeigerbewegung an noch eine nichtlineare Skale infolge des von der anliegenden Spannung (bzw. dem Durchlaßstrom) abhängigen Diodenwiderstands.

Anders in unserer Schaltung mit OPV (Bild 26): Auf Grund seines »inneren Zwangs« bemüht sich der OPV nur darum (und das schon bei Eingangsspannungen im Millivoltbereich!), die Bedingung $U_{(+)} = U_{(-)}$ an den Eingängen herzustellen. Lediglich der Spannungsbedarf zwischen seinem Ausgang und dem Punkt R_M/invertierender Eingang erhöht sich.

6.3. Vielseitiger Vielfachmesser mit Überlastungsschutz und Polaritätsanzeige mit A 109 D

Der *A 109 D* (Amateurtyp *R 109 D*) war bisher erhältlich, während zum Manuskriptzeitpunkt modernere Typen noch nicht in den Amateurbedarfshandel gelangt waren (jedoch sicherlich zu erwarten sein dürften). Das Gerät enthält nur einen *A 109 D*. Es ist natürlich günstiger, die vorgesehenen Funktionen von Meßverstärker und Polaritätsindikator zu trennen. Nur dann kann die Belastung des Meßverstärkers – vor allem bei kleinem nötigen Meßstrom – klein genug gehalten werden. Je mehr Strom man dem OPV-Ausgang abfordert, um so niedriger wird nämlich seine interne Verstärkung, und je näher man seinen Aussteuerungsgrenzen kommt, um so stärker wird die Abweichung vom Linearen.

Für die Amateurpraxis eignet sich das im folgenden vorgestellte Gerät jedoch recht gut. Es erreicht

bzw. übertrifft auf jeden Fall die Eingangsdaten der empfindlichsten Zeigermeßwerkgeräte ohne Verstärker (100 kΩ/V). Im kleinsten Meßbereich (Vollausschlag 100 mV) ist allerdings zu beachten, daß der Meßpunkt dann mit dem relativ kleinen Wert von 10 kΩ belastet wird. Je nach Skalenteilung ist gegenüber einer »sparsamen«, aber groben Bereichsstufung eine feinere Stufung zu empfehlen (z. B. 1 – 5 – 10 usw. oder 3 – 6 – 30 bzw. 1 – 2,5 – 10).

Bei 100 mV Vollausschlag spielen außerdem – besonders beim *R 109 D* – die von den Eingangsfehlströmen bedingten Fehler bereits eine merkliche Rolle. Sie zu minimieren legte schließlich die in Bild 27 (siehe dort) gestrichelt eingetragene Variante des zweifachen Nullpunktabgleichs nahe.

6.3.1. Grundgerät

Da der *A 109 D* ohnehin mit größeren Spannungen betrieben werden muß, wurde Netzanschluß mit stabilisierter Betriebsspannung vorgesehen. Das erleichtert auch die Schutzmaßnahme für das Instrument. Es genügt, bei eingangsseitigem Übersteuern (direkt am Ausgang des *A 109 D* steht dann nahezu die Betriebsspannung in der jeweiligen Richtung!) den Vorwiderstand so einzustellen, daß der Zeiger den mechanischen Anschlag erreicht. Bei Batteriebetrieb müßte das bei U_{min} geschehen, so daß für U_{max} eine Überlastung um U_{max}/U_{min} entstehen würde. Gemäß üblicher Batteriebereichsregel mit $U_{min} \approx 0{,}6\ U_{max}$ wäre die etwa 1,5fache Überlastung des Meßwerks bei Anlegen einer zu hohen Eingangsspannung aber ebenfalls noch zu vertreten.

Eingangsseitig wird der *A 109 D* durch den Vorwiderstand auch im »direkten« Bereich und durch die beiden antiparallel gegen Masse geschalteten Dioden zuverlässig geschützt. Die beiden 10-kΩ-Widerstände (der eine als unterster Meßteilerwiderstand, der andere als Ausgleich im Rückkopplungszweig) sorgen für kleinen I_{offset}, und die verbleibende Wirkung der Offsetspannung läßt sich am Nullpunktpotentiometer »ausblenden«.

Dazu und zur Polaritätsanzeige sind die beiden Miniaturleuchtdioden vorgesehen, die sinnvollerweise versenkt montiert werden. Um ihnen bei Einhaltung der dem *A 109 D* zumutbaren Höchstbelastung einen ausreichenden Strom schon bei nahezu noch nicht erkennbarem Zeigerausschlag zuzuführen, wird der OPV mit einem relativ großen Bruchteil seiner Betriebsspannung als Ausgangsspannung betrieben. Die Verstärkung im Indikatorteil ist also recht hoch. Das wird durch den vom Meßwerk abhängigen Schutzwiderstand, durch die Dioden der Graetz-Brücke und zusätzlich durch die beiden Dioden in Serie mit dem Meßwerk bewirkt. (An dieser Stelle fließt ja der Strom stets nur in einer Richtung, während vor der Brücke der gleiche Effekt je 2 antiparallele Dioden erfordern würde!) Im Mustergerät wurde ein robustes 600-μA-Meßwerk mit $R_i \approx 105\ \Omega$ verwendet, bei dem zwecks einfacherer Dimensionierung nur bis 500 μA Ausschlag gerechnet wurde. (Vollausschlag real bei U_{ein} = 120 mV im empfindlichsten Bereich.) Im Gegenkopplungszweig liegt dem »normalen« R_M aus Fest- und Stellwiderstand noch eine zweite Kombination, über *C* angekoppelt, parallel. Sie wird nach Abgleich des Gleichspannungsvollausschlags bei einer bekannten Wechselspannung am Eingang auf Effektivwertanzeige des realen Werts abgeglichen. Der Widerstand hat dann den 9,0037fachen Wert von R_M. Das berücksichtigt die Tatsache, daß Drehspulmeßwerke den Mittelwert anzeigen, während Wechselspannungen in Effektivwerten angegeben werden. Daher muß man die Anzeigespannung um den Faktor 1,11 erhöhen, wenn von einer sinusförmigen Spannung ausgegangen wird. Dazu verringert man den für Wechselspannung wirksamen R_M. Dadurch ergibt erst ein höherer Strom wieder den gleichen Spannungswert für die Gegenkopplung. Wegen des benutzten relativ unempfindlichen Meßwerks (dennoch erreicht das Gerät 100 kΩ/V!) muß der Koppelkondensator ziemlich große Kapazität haben, damit sich sein Wechselstromwiderstand erst wesentlich unterhalb von 50 Hz bemerkbar macht.

Man mißt selbstverständlich zunächst ein »Gemisch«, wenn eine »verbrummte« Gleichspannung, etwa von einem Ladekondensator, anliegt. Interessiert die Brummspannung allein (wenn sie auch nicht sinusförmig ist, so daß Meßfehler nicht zu vermeiden sind), so wird durch Öffnen des Schalters über dem im Eingangsteiler liegenden Kondensator auf reine Wechselspannungsmessung umgeschaltet. Für Strommessung erschien diese Trennung weder erforderlich (meist werden entweder »reine« Gleich- oder »reine« Wechselströme zu messen sein) noch sinnvoll. Da die Strommeßwiderstände relativ klein sind, müßte für tiefe Frequenzen *C* bei dieser Schaltungsart außerordentlich hoch werden!

Die obere Frequenzgrenze des Geräts ist niedrig. Das liegt an den bereits erwähnten Eigenarten im Frequenzgang des OPV bezüglich des Verhältnisses von interner zu extern eingestellter Verstärkung.

Für die letztgenannte muß man aber berücksichtigen, daß zwar an R_M diese Verstärkung 1 ist, daß »davor« jedoch eine erheblich höhere Spannung als U_M nötig ist, damit die Anzeige arbeitet. Schließlich liefern auch Aufbau und Spannungsteiler noch »frequenzbeschneidende« Beiträge. Es empfiehlt sich daher, den zulässigen Frequenzbereich des Selbstbaugeräts einmalig mit einem geeichten Tongenerator (in allen Meßbereichen!) zu ermitteln. Das Mustergerät arbeitet noch bei 80 kHz ohne frequenzbedingte Fehler.

Das Gerät läßt sich trotz Netzversorgung recht handlich aufbauen. Bild 27b zeigt das Leiterbild und Bild 27c den zugehörigen Bestückungsplan für die »Einfach«-Dimensionierung des Eingangsteilers.

6.3.2. Erweiterung zum Vielfachmesser

Werden feinere Unterteilungen gewünscht, so kann man die 3 auf der Leiterplatte enthaltenen Bereiche mit entsprechend gestuften Widerständen versehen und außen weitere zufügen. Das ist entweder auf einer Hilfsplatte möglich, auf der sich auch gleich die Eingangsbuchsen befinden, oder am Drehschalter, wenn man einen solchen der billigeren Buchsenlösung vorzieht. Das Zusammenschalten der Widerstände ergab sich übrigens aus dem Bestreben, mit Standardwerten auszukommen. Bei größeren Abweichungen können ggf. leiterseitig leicht Serien- oder Parallelwiderstände eingefügt werden. Die Lösung nach Bild 27 mit wenigen Spannungsbereichen liegt eigentlich weit unter den Möglichkeiten des Geräts. Daher wurde gemäß Bild 28 der Eingangsteiler auf die von der Skale des vorhandenen Meßwerks günstige feinere Stufung mit 2 Multiplikatoren erweitert, nämlich »x1« und »x3«. Die Skale zeigt dann bei Vollausschlag 120 mV, 360 mV, 1,2 V usw. an. Aus Gründen einfacherer Beschriftung wurden die Stufungen mit 100 mV, 300 mV, 1 V usw. bezeichnet, was sich also auf die bei etwa 83 % Vollausschlag liegende 100er-Marke bezieht. Neu gegenüber Bild 27a ist die Aufteilung des Widerstands zwischen (+) und Masse für die Strommessung. Da der Eingangsstrom des OPV in diesen Bereichen praktisch vernachlässigt werden kann, ist die Serienschaltung weiterer Widerstände zwischen dem Punkt, wo die zu messende Spannung entsteht, und dem Eingang (+) ohne wesentliche Bedeutung. (Beim weiter vorn beschriebenen »passiven« Zeigerinstrument war das anders!) Speist man z. B. im »untersten« Bereich (der dem größten meßbaren Strom entspricht) 100 mA ein, so werden die dort entstehenden 100 mV Meßspannung ohne größeren Fehler auch am Eingang (+) erscheinen. Die Darstellung der Stromeingänge durch Buchsen statt durch einen Eingangsschalter entspricht der gewählten Ausführung. Das in den Fotos gezeigte Gerät wird nämlich äußerst handlich, wenn tatsächlich – wie auch schon beim vorn beschriebenen Zeigerinstrument ohne Verstärker – jedem Meßbereich eine Buchse zugewiesen wird. Das relativ kleine vorhandene Meßwerk wäre allerdings neben einem Tableau von fast 20 normalen Telefonbuchsen optisch nicht vorteilhaft zur Geltung gekommen. Nun gibt es aber im Handel bisweilen Mehrfachsteckverbinder, deren Kontakte aus 1-mm-Steckern auf der einen und aus 1-mm-Buchsen auf der anderen Seite bestehen. 1-mm-Steckerstifte kann man außerdem aus alten Röhrensockeln gewinnen, und im Handel gab es lange Zeit solche Stifte einzeln.

Die Frontplatte des Musters wurde als reine Blende ausgeführt, die neben der Skalenöffnung und dem Schalterschlitz (Umschaltung von Gleichspannung plus Wechselspannung bzw. -strom auf Wechselspannung allein) noch für jeden Bereich eine Bohrung des von der 1-mm-Buchse geforderten Durchmessers hat. Massebuchsen nicht vergessen! Die Prüfschnüre enden in je einer solchen Buchse, gemäß Bild 29a mit der Litze der Prüfschnur durch überzogenen Isolierschlauch knicksicher verbunden. (Bild 29b zeigt noch das Detail »Simetoschalter-Befestigung in der Montageplatte«.) Hinter der Frontplatte liegt in wenigen Millimetern Abstand die eigentliche Montageplatte. Sie besteht aus einseitig kupferkaschiertem Hartpapier und trägt in 7,5 mm »Rastersprung« die 1-mm-Anschlußstifte der Meßbereiche. Diese Platte braucht nicht geätzt zu werden – Ritzen und Herausschälen genügen. Der Raum zwischen Montageplatte und zu ihr parallel stehender OPV-Leiterplatte erwies sich nun als sehr gut geeignet für die Aufnahme der weitgehend aus (allerdings ausgemessenen) Standardwerten zusammengesetzten Bereichswiderstände. Auch sie können auf recht einfachen Leiterplatten montiert werden. Daher entstanden sie für das Mustergerät ebenfalls als Ritzleiterplatten (Bild 30). Man lötet sie senkrecht auf die Montageplatte auf, so daß ihre Leiterflächen auf die zugeordneten Steckerpunkte treffen. Das ergibt einen dennoch übersichtlich bleibenden raumsparenden Aufbau. Zur Verstärkerplatte führen von diesem Widerstandsteiler nur 2 Leitungen: Masse und die vom »*I*/*U*-Knotenpunkt«. Man muß sie aber unbedingt verdrillen. Auf der Verstärkerplatte sind statt des bisherigen (einfachen) Teilers nur der

1-kΩ-Vorwiderstand und die zugehörige Dioden-Schutzschaltung erforderlich. Die Unterscheidung Gleichspannung/Wechselspannung entsteht dadurch, daß zwischen Strom- und Spannungsplatte ein 1-μF-MKL-Kondensator liegt, dessen Anschlüsse mit dem Simetoschalter auf der Montageplatte bei Bedarf kurzgeschlossen werden. Auch die Leitung von da zum Schalter muß verdrillt werden. Eine »Minimalverdrahtung« auf der Montageplatte verbindet die aus Beschriftungsgründen doppelt vorhandenen Buchsen »0,1 mA« und »100 μA«. Sie sind mit der Buchse »100 mV« über den Kondensator gekoppelt bzw. werden vom Schalter galvanisch verbunden. Darauf ist beim Gebrauch zu achten.

Von der Verstärkerleiterplatte führen 3 weitere, ebenfalls verdrillte Leitungspaare zum Instrument, zur Wechsel-Niederspannung (beim Fachmann eingebauter Transformator, sonst Steckanschluß zu externem, gekapseltem Klingeltransformator!) und zu den mit auf der Montageplatte montierten Polaritäts-Indikator-Leuchtdioden. Auf keinen Fall darf man dabei die Masseleitungen vom Eingang und vom Leuchtdiodenpaar zur Einsparung vereinen. »Unerklärliche« Zeigerausschläge ohne anliegende Spannung haben ihre Ursache in sonst entstehender Rückkopplung. Der Gehäuserahmen wird mit den Masseflächen der Verstärkerplatte verbunden. Das ergibt sich automatisch, wenn die Bauskizzen und der Text dazu beachtet werden. Man beachte auch, daß der Einschub keine unbeabsichtigte Masseberührung hat – ggf. Gehäuse innen mit Klebefolie auskleiden. Bauskizzen ohne detaillierte Maßangaben zu diesem OPV-Volt- und Amperemeter sind in Bild 31 zusammengefaßt. Die tatsächliche Gesamtgestaltung hängt davon ab, ob die gleiche Meßwerkgröße zur Verfügung steht oder ob die in ihren Maßen vorgegebenen Leiterplatten in ein größeres Gerät eingefügt werden. Statt der gezeigten Miniaturanschlüsse kann man ja auch Stecklötösen einsetzen und von ihnen aus auf Telefonbuchsen oder auf einen Schalter übergehen. Mit den Sicherheitsbestimmungen Vertraute können, wie dargestellt, einen 2-Schenkel-Transformator benutzen, bei dem sich auf einem Schenkel die Netzwicklung befindet und auf dem anderen die Sekundärwicklung. Beide sind außerdem durch eine Hartpapierplatte voneinander getrennt. Die Netzanschlußbuchse liegt unter der Netzwicklung. Der gesamte Primärteil ist spannungsfest (Richtwert 3 kV!) vom übrigen Gerät zu trennen. (Die Bilder enthalten noch nicht alle Sicherheitsmaßnahmen, sondern zeigen nur eine mögliche Anordnung!) Diese Einheit läßt sich z. B. auch mit Epoxidharz umhüllen, wobei die Netzbuchse beim Einbetten nach oben zu drehen ist. Die Mehrzahl der Bauplanleser gehört jedoch nicht zu derart ausgebildeten Fachleuten. Sie dürfen (!) daher nur eine Niederspannungsbuchse anbringen und speisen mit etwa 9 V Wechselspannung aus einem dafür zugelassenen, sicher gekapselten Transformator. Auf Grund der geringen Belastung kann das auch ein 6 V/0,5-A-Klingeltransformator sein, dessen Leerlaufspannung nach Gleichrichten für diese Anwendung genügend hoch liegt. Die Fotos in Bild 32 vermitteln Eindrücke von der Netzvariante dieses handlichen Voltmeters. Sein Format gestattet gleichermaßen ortsfesten Einbau in eine »Gerätewand« am Arbeitsplatz wie mobile Nutzung im Netzbereich. Die lagebedingten Anzeigefehler bei anderer als vom Meßwerk vorgegebenen Gebrauchslage werden nur selten von Bedeutung sein, wenn die Arbeitslage einmal davon abweicht. In die »Netzkammer« passen übrigens auch 2 kleine 9-V-Batterien für mobile Kurzzeitmessungen. Wenn also dieser Raum wegen Niederspannungsspeisung leer bleibt, kann der Nutzungsspielraum noch so erweitert werden.

Es wurde darauf verzichtet, dieses Gerät für größere Ströme als 100 mA auszubauen. 100 mV Vollausschlag bedeuten für z. B. 10 A nur 10 mΩ bei jedoch nur 1 W Belastung dieses Widerstands. Solche Widerstände erfordern dicken Widerstandsdraht (vgl. die Vielfachmessererläuterungen!) und großflächiges Kontaktieren. Man legt sie besser direkt in den Meßkreis und mißt dort die auftretende Spannung.

6.3.3. Ohmmeter-Zusatz mit linearer Anzeige

Der im Bauplan 23 zum »passiven« Vielfachmesser gehörende Ohmmeter-Zusatz (dort als Teil der Gesamtschaltung) gestattet es, Widerstände zwischen etwa 1 Ω und mehr als 500 kΩ anzuzeigen. Von einer für die Amateurpraxis noch annehmbaren Meßgenauigkeit (etwa dazu, um unleserlich gewordene Standardwerte festzustellen) konnte dagegen erst ab etwa 5 Ω und bis höchstens 100 kΩ gesprochen werden. Jeder von den Markierungen auf der Skale abweichende Wert mußte geschätzt werden. Die Treffsicherheit dabei nahm von rechts nach links erheblich ab, da sich die Werte am Skalenanfang erheblich zusammenschoben. Grund dafür war das Meßprinzip: Von einer Konstantspannung aus wurde der im Prüfling fließende Strom angezeigt, der Ausschlag war also 0 für $R_x = \infty$; abgeglichen wurde auf $R_x = 0$

für Vollausschlag. Geht man dagegen von einem konstanten Strom aus, der den Prüfling durchfließt, so ist die an ihm entstehende Spannung dem R_x-Wert direkt proportional. Ein Konstantstrom von z. B. 1 mA erzeugt an einem R_x von 1 kΩ eine Spannung von 1 V; 0,5 V mißt man bei 0,5 kΩ und 0 V bei 0 Ω. Das sieht zunächst so gut aus, daß man sich fragen muß, warum dieses Prinzip nicht immer angewendet wird. Es gibt jedoch – zumindest beim »passiven« und netzunabhängigen Vielfachmesser – gleich 2 Gründe dagegen: Zum einen brauchte das Ohmmeter mit Konstantspannung nur einen kleinen 2-V-Akkumulator. Zum anderen konnte der Meßwerkstrombedarf die Messung nicht fälschen, denn es wurde ja der Strom als Meßgröße benutzt. Will man dagegen z. B. 100 kΩ mit 1 mA konstantem Meßstrom anzeigen, so entstehen am Prüfling 100 V. Diese Spannung muß aber von der Auslegung der Stromquelle her auch vorhanden sein. Sie ist außerdem schon etwas unangenehm und zwingt zu Sicherheitsmaßnahmen. Verringert man den Konstantstrom, so scheint das wiederum zunächst günstig zu sein: 10 μA ergeben selbst an 1 MΩ erst 10 V. Jetzt wirken sich aber die realen Daten des Meßwerks aus. Diese Meßspannung von 10 V bricht sofort auf einen undiskutabel falschen Wert zusammen, wenn ein Voltmeter mit z. B. 50 μA Eigenstrombedarf bei Vollausschlag angeschlossen wird. Man erinnere sich der eingangs erläuterten Meßfehler bei Spannungsmessung! Erst Werte in der Größenordnung von 0,1 μA Eigenstrombedarf sind für dieses Voltmeter akzeptabel. Das erfordert einen hochohmigen Meßwandler.

Auch nach kleinen Widerstandswerten zu gibt es praktische Beschränkungen. Sie wiederum ergeben sich daraus, daß der Aufwand für eine Konstantstromquelle um so größer wird, je höher der geforderte Konstantstrom ist. Soll z. B. ein Vollausschlag von 10 Ω realisiert werden und hat das Meßgerät einen kleinsten Vollausschlagwert von 0,5 V, so sind eben bereits 50 mA Meßstrom nötig. Wird bei der Wahl des Kostantstrombereichs dann nicht auch noch die (dann ja kleinere erforderliche) Quellspannung zur Realisierung des geforderten Stroms verringert, bedeutet das für die Quelle eine merkliche Verlustleistung: 100 V (für 100 kΩ bei 1 mA) bedeuten wenigstens 110 V Quellspannung. Sie stehen bei 0,5 V Meßspannung aber fast ganz am Stromgenerator, der bei 50 mA Meßstrom mit 5,5 W belastet würde – von Speisespannungsschwankungen noch abgesehen. Mit den im vorliegenden Rahmen entstandenen Meßmitteln gelangt man damit zu folgenden Kompromissen:

Ein 50-μA-Meßwerk eines passiven Vielfachmessers mit 0,5 V Mindestvollausschlag läßt nur Widerstandsmessungen in einem begrenzten Bereich zu. Die Widerstandswerte kommen kaum über einige Kiloohm hinaus, wie noch bewiesen werden soll. Dem Überlastungsschutz kommt übrigens bei solchen Schaltungen eine wichtige Rolle zu: Auch für $R_X = \infty$ (offene Meßklemmen) »versucht« die Quelle, den vorgegebenen Meßstrom zu realisieren. Jetzt ist aber nur noch der gegenüber dem Meßbereichsendwert um (möglichst) 2 Größenordnungen höhere Meßgerätwiderstand vorhanden. Also müßte die Meßspannung ebenfalls um 2 Größenordnungen steigen. Sofern das die Quellenspannung des Stromgenerators überhaupt noch zuläßt, bedeutete es aber jedenfalls eine ungefähr 100fache Meßgerätüberlastung. Wäre nicht die Schutzschaltung vorhanden, hieße das »Tod« des Meßwerks. 50 μA Strom für Vollausschlag und z. B. 10 V höchste Meßspannung bedeuten $R_{X\max} = 10\,\text{V}/(100 \cdot 50 \cdot 10^{-6}) = 2\,\text{k}\Omega$ als höchsten relativ genau zu messenden Widerstand (Meßstrom 100 · 50 μA = 5 mA). Mit einer schon ungünstig hohen Meßspannung von 25 V und zulässiger Fehlerverdopplung (2,5 mA Meßstrom) erreicht man 10 kΩ, um etwa 2 % ungenau angezeigt. Nur 10 μA braucht dagegen der beschriebene »aktive« Vielfachmesser. Das bedeutet mit 10 V Meßspannung und 200 μA Meßstrom 50 kΩ Maximalwert mit etwa 5 % Fehler. Mit einem kleinen Kompromiß lassen sich 100 kΩ erreichen, wobei der sonst erst am Ende auftretende größte Fehler (10 % bei 100 μA Meßstrom) »über die Skale verteilt« wird. Etwa ±3,5 % Fehler an oberer bzw. unterer Meßgrenze sind akzeptabel.

Der Trick besteht darin, den (konstanten) Meßstrom von 100 μA grundsätzlich um etwa 7 μA zu erhöhen. Das bedeutet eine bezüglich dieses Verfahrens fehlerfreie Anzeige bei 70 % des Skalenendwerts. Höhere Meßwerte signalisieren, daß das Instrument von den 100 μA für R_x noch bis zu 3 μA »abzweigt«. Der wahre Wert von R_x liegt also oberhalb des »Nullfehlers« höher als die Anzeige. Unterhalb der Anzeige von 70 % kehrt sich das um: Bei z. B. 30 % fließen 4 μA mehr durch das Meßobjekt, und sein wahrer Wert ist demgemäß kleiner als angezeigt. 30 % sollte man dabei auch als untersten vernünftigen Anzeigewert in diesem Bereich betrachten. Der nächste Bereich wird dann mit 205 μA Meßstrom gewählt und ergibt Vollausschlag bei 50 kΩ – ebenfalls mit »verteiltem Fehler«. Für das Meßwerk des beschriebenen OPV-Voltmeters mit seiner aus den Fotos erkennbaren speziellen Skalenteilung werden sogar maximal 60 kΩ angezeigt. Dabei fließen dann 12 μA Meßstrom. Wegen des Konstantstroms von 205 μA wird jetzt der Meßfehler erst bei diesem Vollausschlagwert etwa −3,5 % (Echtwert von R größer als angezeigt); darunter sinkt er linear mit dem Ausschlag bis zum Skalenpunkt 50. Dort ist er Null. Darunter wird mehr

R angezeigt, als vorhanden ist. Jedoch sind erst bei 10 % der Skale +2,5 % Fehler zu erwarten. Hinzu kommen stets die von den Meßwiderständen, von möglichen Schwankungen des Meßstroms (Temperatur!) und vom Meßwerk selbst bedingten Fehleranteile.

Mit diesem Konstantstrom können nun bei Einsatz der Bereiche 1 V und 0,1 V des OPV-Voltmeters – bezogen auf Skalenwert 100 – Widerstände von 0 bis 5 kΩ (1-V-Bereich) und von 0 bis 500 Ω (0,1-V-Bereich) gemessen werden. Mit einem Meßstrom von 10 mA (I-Fehler nur noch 0,1 %) erreicht man schließlich bei 0,1 V/1 V/10 V die R-Maximalwerte 10 Ω/100 Ω/1 kΩ. Damit muß sich der Stromgenerator in den Stufen 107 μA/205 μA/10 mA umschalten lassen. Man kann dann am Voltmeter selbst 0,5 Ω noch auf der linearen 10-Ω-Skale ablesen, während sich 100 kΩ auf jeden Fall noch von den Standardwerten 91 kΩ und 110 kΩ eindeutig unterscheiden lassen. 10 mA können dem vorhandenen Netzteil des OPV-Vielfachmessers noch zugemutet werden, selbst nach der jetzt nötigen Verdopplung (also »Echtbelastung« etwa 20 mA). Aus diesen Überlegungen ergab sich der Stromlaufplan des Ohmmeter-Zusatzes mit Konstantstromgenerator nach Bild 33a. Die zweckmäßigste Bereichszuordnung geht aus der im Bild enthaltenen Tabelle hervor.

Für gelegentlichen Einsatz wird man wieder die »Prüfschnüren-Stecktechnik« benutzen, andernfalls empfiehlt sich ein Wahlschalter, ggf. gleich mit den Vorwiderständen für 1 V und 10 V, so daß das Voltmeter nur mit dem 0,1-V-Bereich anzuschließen ist. Eine Leiterplatte für den Hauptteil dieses Zusatzes entstand zunächst im etwas ungewöhnlichen Format von 22,5 mm × 80 mm (Bild 33 b, c). Falls diese Platte im Hauptgerät untergebracht werden soll, sind bei diesem von vornherein die Maße der Teile 2, 5, 8, 10, 11, 16 um 10 mm nach oben und die von 8, 10, 11, 12, 13 um 10 mm nach hinten zu vergrößern. Dann paßt die Leiterplatte für das Ohmmeter hinten waagerecht (Bauelementeseite nach oben) zwischen 1 und 13 und wird von 3 und 4, hinten von 16 begrenzt. Auf 2 und 5 steht dann eine 10 mm breite »Zeile« für Buchsen zur Verfügung, über die man die gerade nötigen Verbindungen zwischen Stromgenerator und Voltmeter herstellt. Anschlüsse für R_x nicht vergessen! Bei Beschränkung auf die Bereiche »0,1« und »0,2« genügt die Größe der Netzteilkondensatoren. Bei »10« legt man ggf. größere Werte parallel (bis 220 μF).

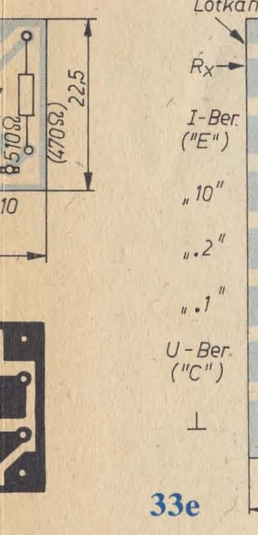
Benutzt man statt dieser Leiterplatte die nach Bild 33d und Bild 33e, so ergibt sich die vielleicht für viele Leser ansprechendere Möglichkeit, das Gerät bei konstanter Höhe und Tiefe – von vorn gesehen – nach links um 15 mm zu verbreitern. Die dargestellte Platte wird wie U- und I-Modul benutzt. Die Montageplatte erhält dazu auf der 15 mm breiten Erweiterung einen weiteren Karokontaktstreifen mit Steckerstiften (in Bild 30c rechts anschließen, siehe Bild 30g!), so daß auf der ebenfalls um 15 mm verbreiterten Frontplatte dann, von außen gesehen, links eine vierte Reihe von Löchern erscheint. Sie haben (von oben nach unten) folgende Bedeutung: R_x (gegen eine der Massebuchsen anschließen), I-Bereiche (Punkt E in Bild 33a) über Miniaturverbindungsschnur mit gewünschter darunterliegender Buchse verbinden. Diese Buchsen folgen so aufeinander: »10« für 10 mA; »2« für 205 μA, »1« für 107 μA. Von der nun folgenden Buchse »C_{aus}« (U-Bereiche) wird der zutreffende Spannungsbereich mit einer zweiten Verbindungsschnur angewählt. Es empfiehlt sich, die möglichen Zuordnungen für I, R_X und U auf der freien Frontplattenfläche rechts als Tabelle anzubringen. So liegt nun ein komplettes Multimeter vor, mit dem außer $U_{=/\sim}$, $U_{\sim}$ und $I_{=/\sim}$ auch Widerstände zwischen 10 Ω Vollausschlag und 100 kΩ Vollausschlag auf linear geteilter Skale gemessen werden können.

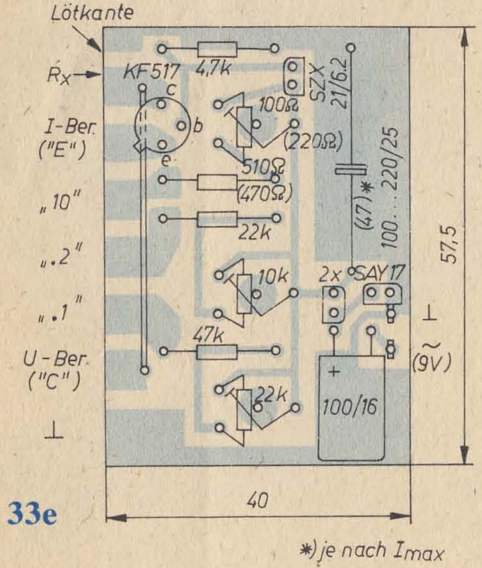
Der Stromgenerator arbeitet so: Eine Z-Diode wird von der Betriebsspannung über einen Vorwiderstand gespeist. Sie soll eine konstante Basisspannung bereitstellen. Schwankt die Betriebsspannung zu stark bzw. wird die Z-Diode in einem größeren Temperaturbereich betrieben, kommen also bereits an diesem Punkt Zusatzfehler zustande. Für höhere Ansprüche speist man daher schon diese Z-Diode mit einem Stromgenerator und wählt außerdem einen Typ, der einen möglichst geringen oder noch besser zum TK der Basis-Emitter-Strecke gegenläufigen Temperaturkoeffizienten hat. Der Generatortransistor arbeitet im Emitterkreis mit umschaltbaren Widerständen, die den im Kollektorkreis fließenden Strom bestimmen. Das geht so vor sich: Die Spannung am Emitterwiderstand entspricht der Z-Dioden-Spannung, vermindert um die Basis-Emitter-Spannung. Nur dann ist das System im Gleichgewicht. Einer bestimmten Basis-Emitter-Spannung entspricht (bei konstanter Temperatur) ein bestimmter Basisstrom I_B. Er verursacht durch den Emitterwiderstand den entsprechend der Stromverstärkung höheren Emitterstrom I_E. Schwankungen der Betriebsspannung werden – solange darauf nicht die Z-Diode merklich reagiert – von der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors aufgefangen. Im Kollektorkreis fließt damit genau der Strom $I_C = I_E - I_B = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E} - I_B$. Für Stromverstärkungen ab etwa 200 kann I_B vernachlässigt werden, d. h. $I_C \approx I_E$.

I_E ist bei konstant bleibenden Werten von U_Z und U_{BE} (d. h. bei konstanter Temperatur) nur noch vom Kehrwert von R_E abhängig. Man bedenke dabei, daß die Differenz zwischen der Betriebsspannung und den Spannungen an R_E und R_x den Transistor erwärmt, weil diese Spannung, mit I_E multipliziert, eine Verlustleistung bedeutet. Das verändert aber U_{BE}! Die Betriebsspannung soll also nicht unnötig hoch sein. Ihr Mindestwert muß etwa 2 V höher als die Summe aus U_Z und der Meßbereichshöchstspannung sein. Im praktischen Beispiel sind das etwa 20 V. Die Verdopplerschaltung liefert etwa 25 V. 10 mA fließen durch den Transistor im Höchstfall, und bei Kurzschluß erhält er damit nicht ganz 200 mW. Ein *KF 517* ist demnach angemessen. Je genauer nun die Widerstände die Idealwerte der 3 gewünschten Ströme realisieren, um so genauer sind die Meßergebnisse. Da aber die exakten Werte von U_Z und U_{BE} exemplarabhängig sind, lassen sich die Widerstände zu einem sinnvollen Teil mit dem OPV-Multimeter in den entsprechenden Strombereichen abgleichen, besonders im Mustergerät mit seiner 120-%-Skale. Dadurch liegen z. B. 107 μA nahe dem Vollausschlag. Die Ableseungenauigkeiten bei dieser Einstellung haben dann die gleiche Größenordnung wie später bei der R-Messung. Dem Praktiker wird das reichen.

Ein moderner BIFET-Operationsverstärker dagegen gestattet es, ein lineares Ohmmeter bis in den Megaohmbereich hinein zu realisieren, und an einem Digitalvoltmetermodul können diese Werte ohne »Schätzen« abgelesen werden. Das ist heute der Stand der Technik.

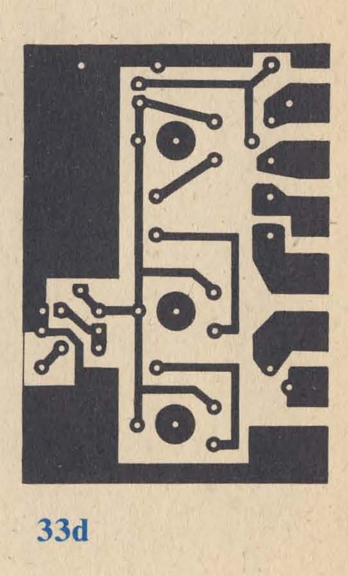
1. Auflage · © Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1983 · Lizenz-Nr. 5 · Printed in the German Democratic Republic · Gesamtherstellung: Grafischer Großbetrieb Sachsendruck Plauen · Lektor: Rainer Erlekampf · Typografie: Helmut Herrmann · Redaktionsschluß: 20. September 1982 · LSV 3539 · Bestellnummer: 746 469 7 · DDR 1,– M





33e

*) je nach I_{max}



33d

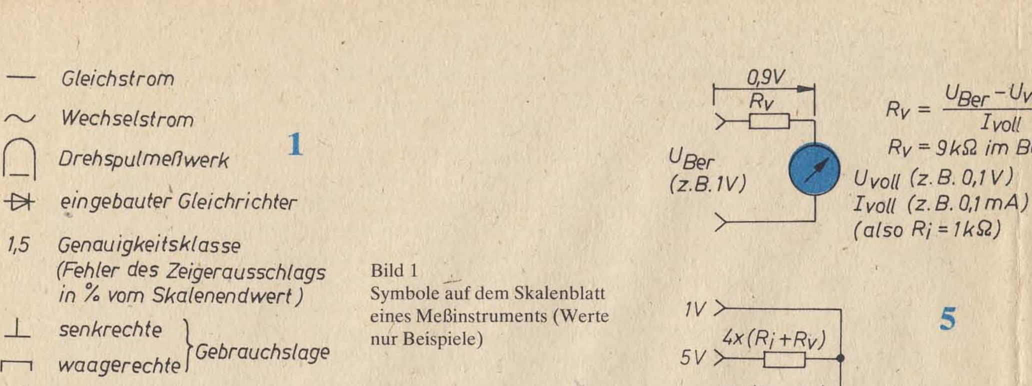
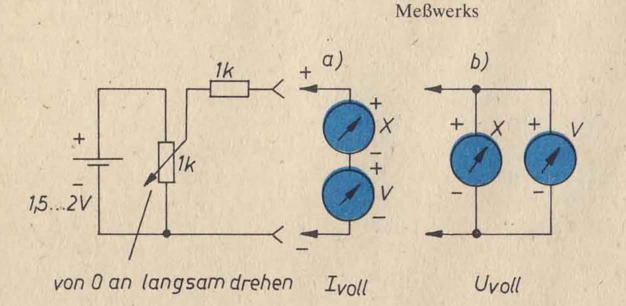
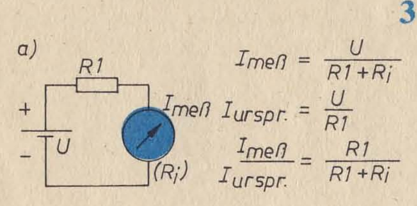


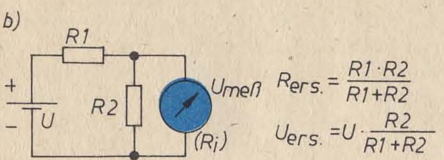
Bild 1
Symbole auf dem Skalenblatt eines Meßinstruments (Werte nur Beispiele)

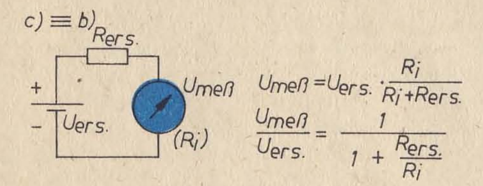
Bild 2
Ermitteln der Daten eines Meßwerks

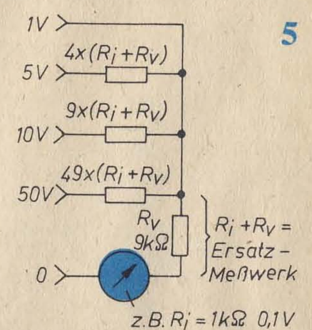


3









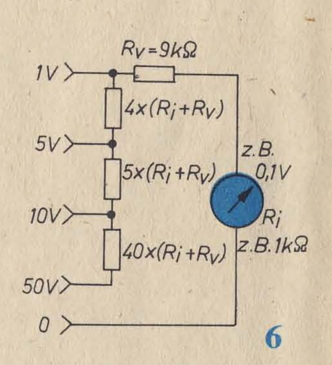


Bild 3
»Systematische« Meßfehler infolge des Innenwiderstands von Meßinstrumenten; a – Strommessung, b – Spannungsmessung, c – Ersatzschaltung zu b

Bild 4
Grundschaltung für die Bereichserweiterung beim Spannungsmessen

Bild 5
»Ersatzmeßwerk« für glatten Spannungswert bei Vollausschlag

Bild 6
Andere Möglichkeit für das Erweitern der Spannungsbereiche

Bild 7
Anpassen eines Instruments mit ungünstigem Stromwert für Vollausschlag; a – an einen glatten Stromwert, b – an einen glatten Strom- und Spannungswert (2 Möglichkeiten – als Übung kann man sich die Formel selbst ableiten!)

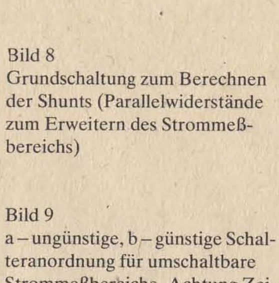


Bild 8
Grundschaltung zum Berechnen der Shunts (Parallelwiderstände zum Erweitern des Strommeßbereichs)

Bild 9
a – ungünstige, b – günstige Schalteranordnung für umschaltbare Strommeßbereiche. Achtung Zeichenfehler! Oberen Anschluß an Schleifer legen und diesen nicht mit Anfang der R-Kette verbinden! Wieder richtige Darstellung siehe Bild 10!

Bild 10
Shuntberechnung für Bild 9b, Prinzip (I: Rechnen nach Bild 8, II: Rechnen nach Bild 7b1)

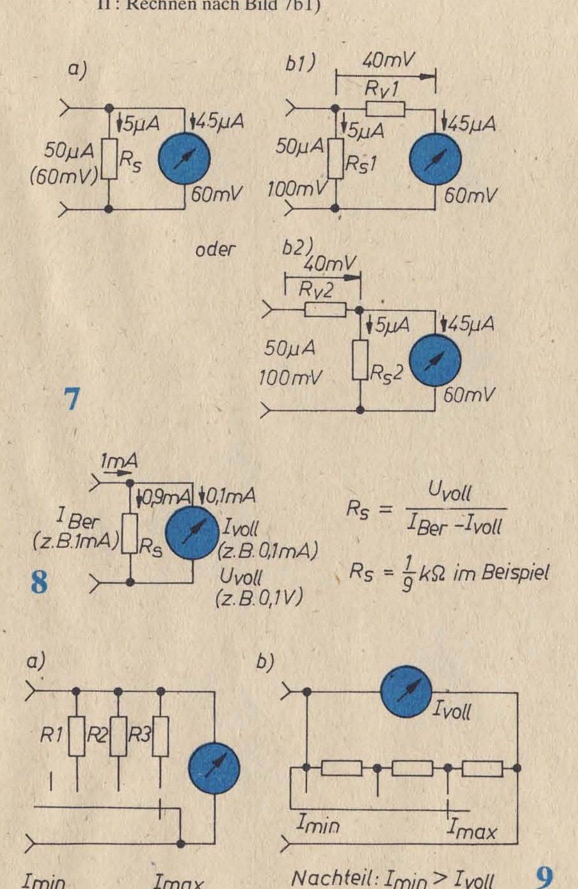
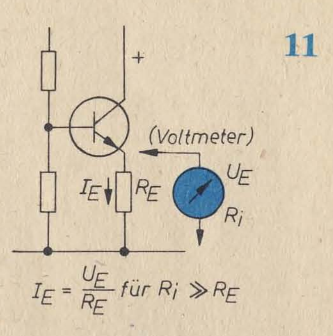
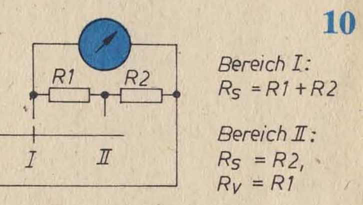
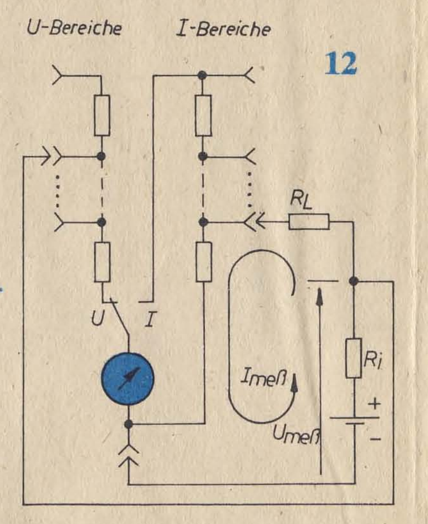


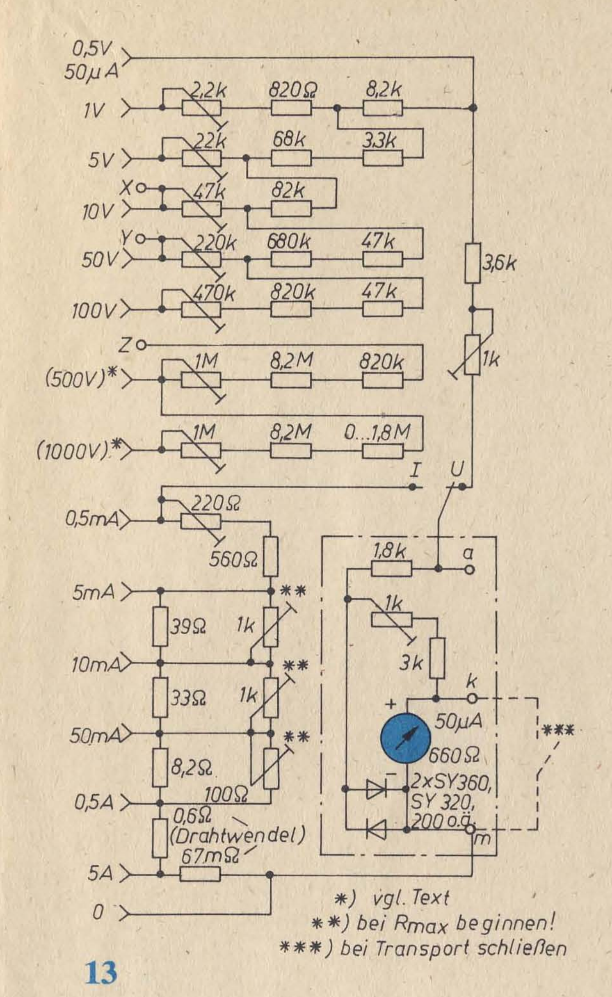
Bild 11
Strommessung in Schaltungen ohne Auftrennen des Kreises: Spannung messen und rechnen. Ist R_i nicht wesentlich größer als R_E, dann Bild 3 beachten!

Bild 12
Diese Innenschaltung erlaubt im skizzierten Außenkreis nacheinander Strom- und Spannungsmessung durch einfaches Umschalten am Vielfachmesser.









13

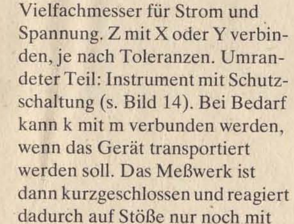
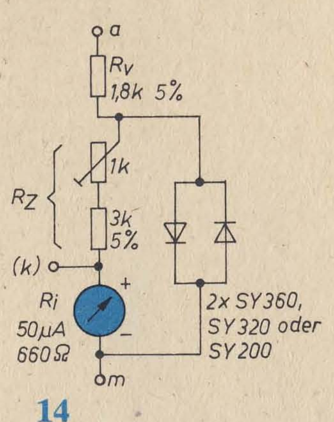


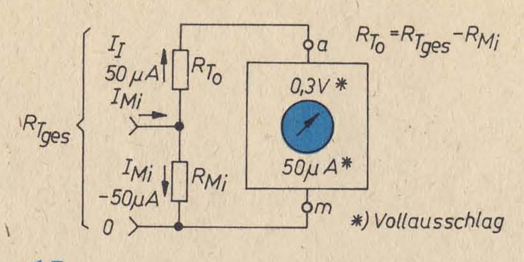
Bild 13
Vielfachmesser für Strom und Spannung. Z mit X oder Y verbinden, je nach Toleranzen. Umrandeter Teil: Instrument mit Schutzschaltung (s. Bild 14). Bei Bedarf kann k mit m verbunden werden, wenn das Gerät transportiert werden soll. Das Meßwerk ist dann kurzgeschlossen und reagiert dadurch auf Stöße nur noch mit stark gedämpftem Ausschlag. Das schont Lager und Zeiger



14

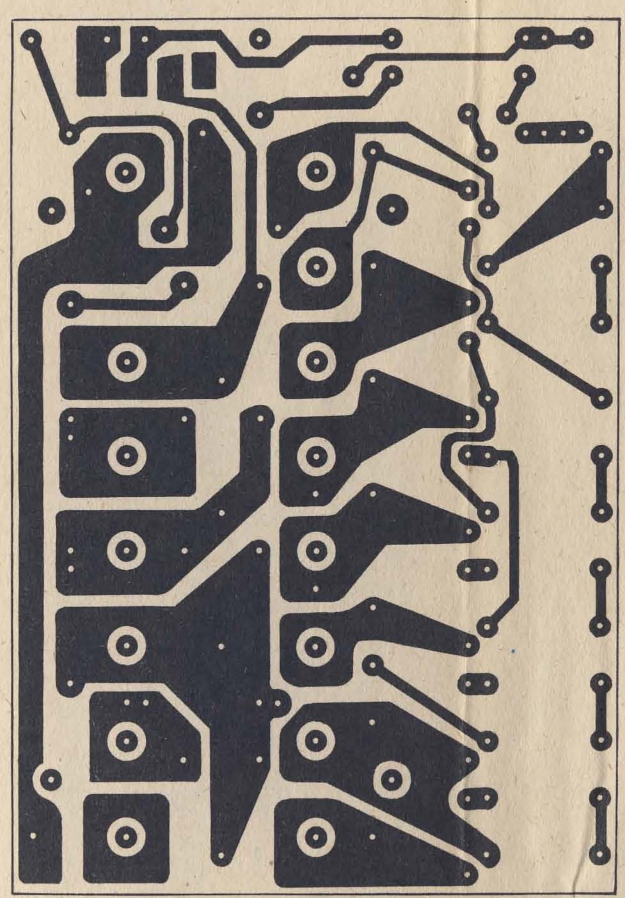
Bild 14
Schutzschaltung für das im Bauplanmodell enthaltene Meßwerk. Berechnung s. Abschnitt 4.2.!

Bild 15
Mit Hilfe dieser Knotenpunktbetrachtung läßt sich die »Shuntkette« berechnen

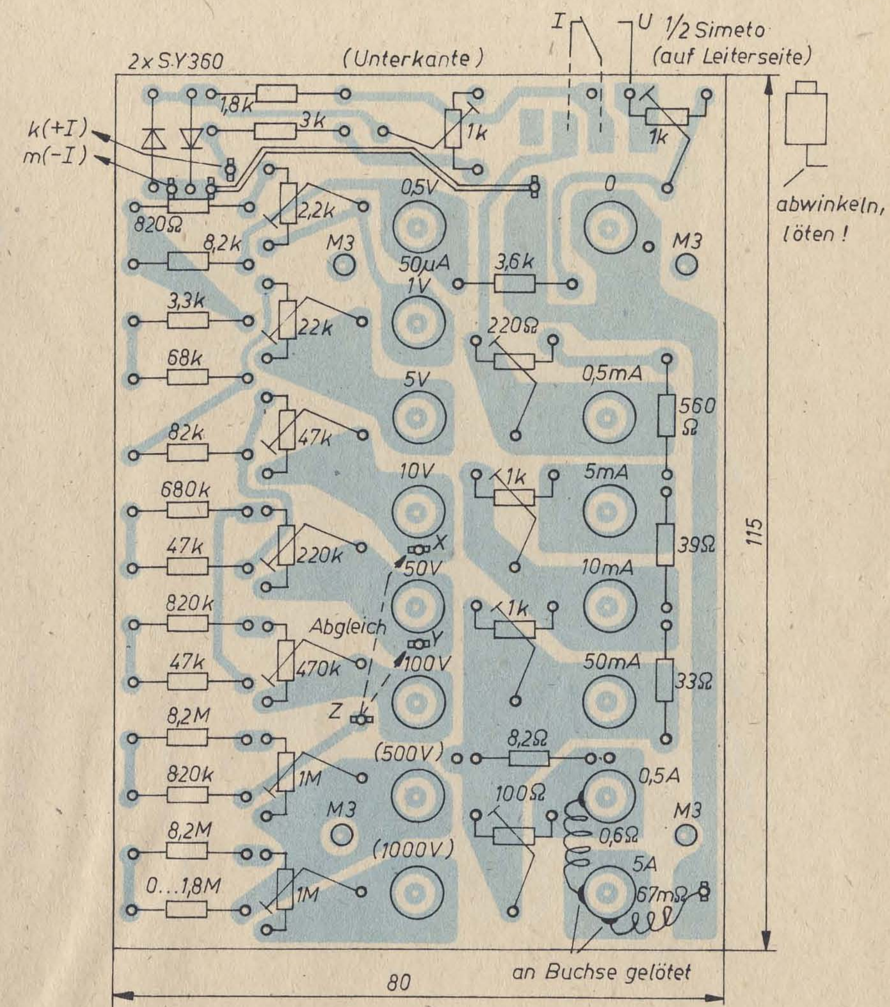


15

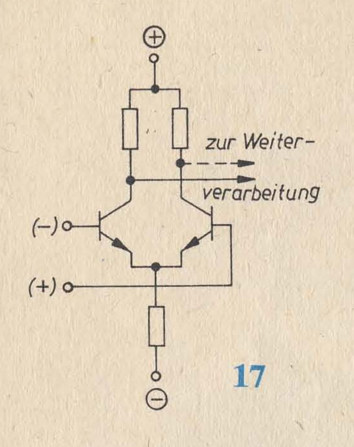
Bild 16
a – Leiterbild zum Vielfachmesser nach Bild 13 und Bild 14; b – Bestückungsplan. Falls Simetoschalter zur *U/I*-Umschaltung leiterseitig aufgelötet wird, dann unbenutzte Kontakte abschneiden, sonst Brückenbildung! 15 offene Telefonbuchsen leiterseitig anlöten, bauelementeseitig mit 1 Mutter befestigen

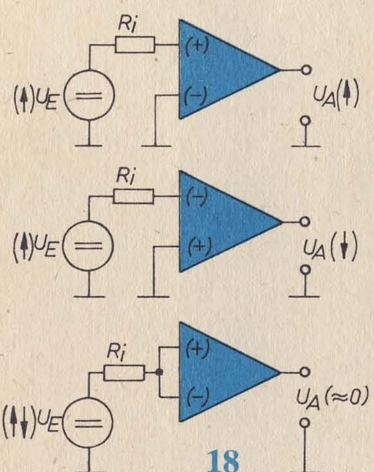


16a



16b





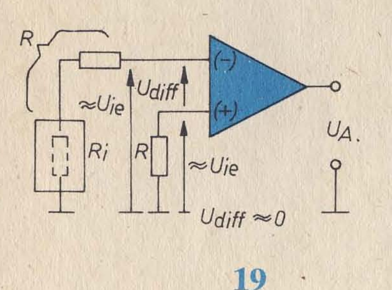


Bild 17
Übliche Eingangsstufe eines integrierten OPV: ein Differenzverstärker

Bild 18
So reagiert ein OPV auf die Änderungsrichtung einer Eingangsspannung am Ausgang

Bild 19
Zur Wirkung der Eingangsruheströme bei bipolaren OPV

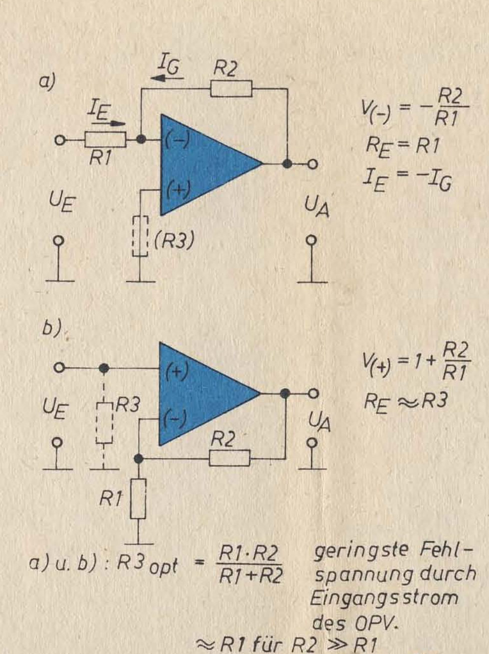
Bild 20
Die beiden Grundschaltungen des OPV und ihre Eigenschaften; a – invertierender Verstärker (Gegenkopplung geht auf den gesteuerten Eingang!); b – nichtinvertierender Verstärker (Gegenkopplungseingang nicht mit Schaltungseingang identisch)

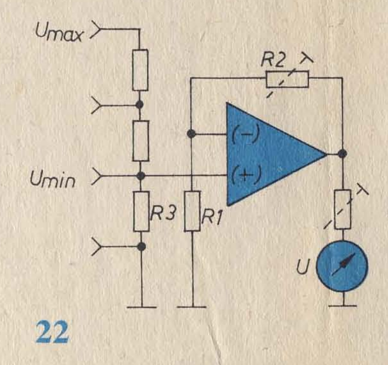
Bild 21
Dieser Verstärker ist gleichspannungsseitig voll gegengekoppelt ($V = 1$) und hat entsprechend kleine Offsetreaktion am Ausgang. Daher darf $R3$ ($\approx R2$) hier wesentlich größer sein als sonst. Die Wechselspannungsverstärkung wird wieder durch $R2/R1$ bestimmt, solange $1/\omega C \ll R1$

Bild 22
Verbreitete Art eines Voltmeters mit OPV

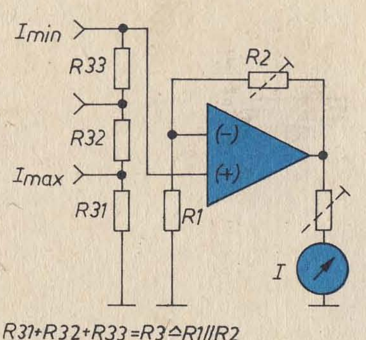
Bild 23
Amperemeter nach dem Prinzip von Bild 22

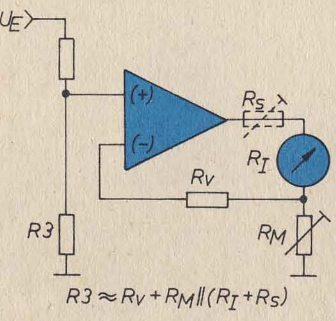
Bild 24
Im Bauplan benutztes Meßprinzip: Instrument zeigt den Strom an, der zur Herstellung der Bedingung $U_{(+)} = U_{(-)}$ durch R_M fließen muß.
$R3 \approx R_V + R_M // (R_i + R_s)$

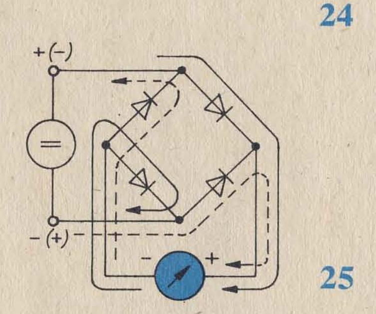




Umax
R2
(−)
(+)
Umin
R3
R1
U
22







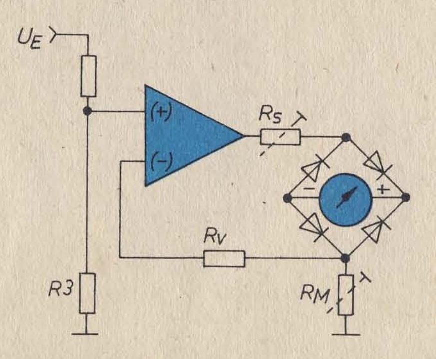
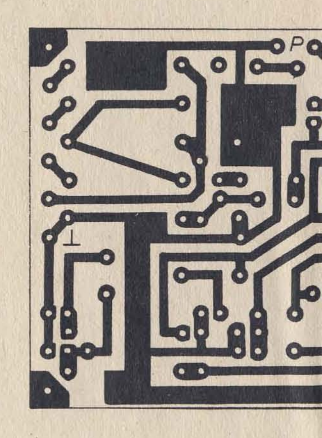
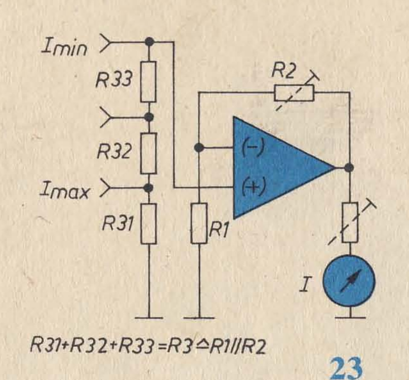


Bild 25
»Umpolautomatik« spart Umklemmen bei Spannungen unterschiedlicher Polarität

Bild 26
Spannungsmesser nach den Prinzipien von Bild 24 und Bild 25. Für Wechselspannung nur zusätzliches Korrekturglied nötig, s. Bild 27

Bild 27
Überlastgeschützter OPV-Voltmeter-»Modul« mit automatischem Polschalter und Polaritätsanzeige, zunächst für nur 4 Spannungsmeßbereiche:
a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan
Gestrichelte Änderungen verbessern Verhalten bei kleinen Meßspannungen: E gegen Masse kurzschließen, Nullpunkt einstellen, E öffnen, mit R_o wieder auf Null abgleichen.
Bei dieser Änderung wird 1 MΩ zu 330 kΩ (oberen Anschluß neben x einlöten); R_o an u und v(E) anlöten, bei x-y Brücke einsetzen





23

U_E

R_S

R_I

R_V

R_3

R_M

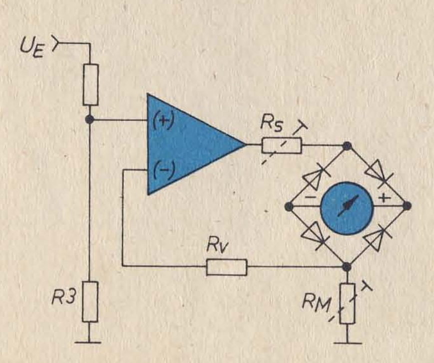
$R3 \approx R_V + R_M \| (R_I + R_S)$

24

+(−)

−(+)

25

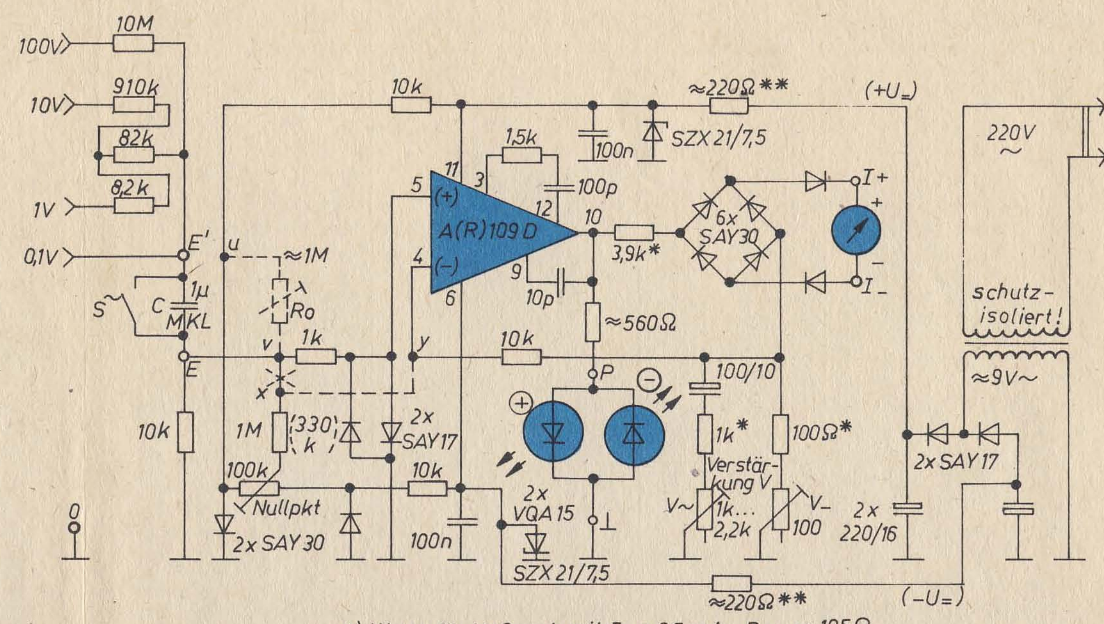


26

Bild 25
»Umpolautomatik« spart Umklemmen bei Spannungen unterschiedlicher Polarität

Bild 26
Spannungsmesser nach den Prinzipien von Bild 24 und Bild 25. Für Wechselspannung nur zusätzliches Korrekturglied nötig, s. Bild 27

Bild 27
Überlastgeschützter OPV-Voltmeter-»Modul« mit automatischem Polschalter und Polaritätsanzeige, zunächst für nur 4 Spannungsmeßbereiche:
a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan
Gestrichelte Änderungen verbessern Verhalten bei kleinen Meßspannungen: E gegen Masse kurzschließen, Nullpunkt einstellen, E öffnen, mit R_o wieder auf Null abgleichen.
Bei dieser Änderung wird 1 MΩ zu 330 kΩ (oberen Anschluß neben x einlöten); R_o an u und v(E) anlöten, bei x-y Brücke einsetzen



*) Werte für Meßwerk mit $I_I = 0{,}5\,mA$, $R_{Cu} \approx 105\,\Omega$
**) von U_ abhängig
S u. C außerhalb der Leiterplatte

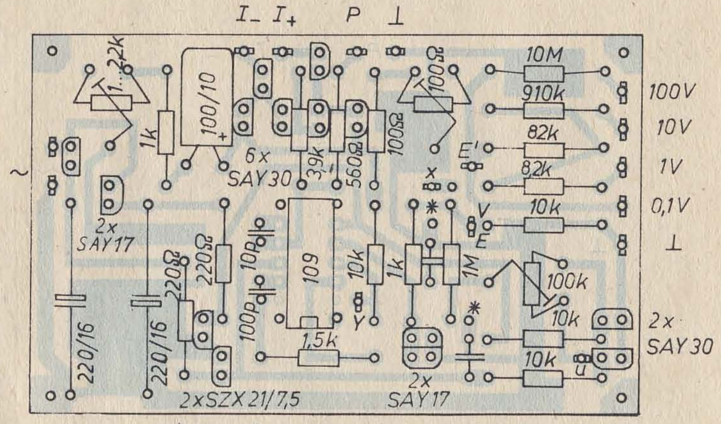
27a

P I −

1

27b

I_ I+ P ⊥



*) 47... 100n; Anschlüsse je nach Typ

27c

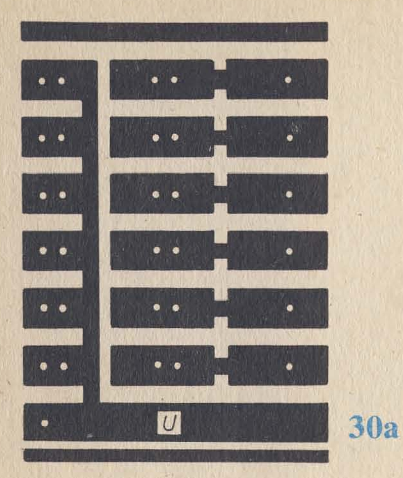
28

Bild 28
Erweiterter Eingangsteil zu Bild 27a für Spannungs- und Strommessung mit feinerer Stufung. Der untere Teilerzweig (Strombereiche) ersetzt den 10 kΩ zwischen E und Masse auf der Modulplatte! Widerstände als Standardwerte angegeben; höhere Genauigkeit durch Auslesen auf exakt nötige erreichbar (vgl. z. B. Bild 30e)

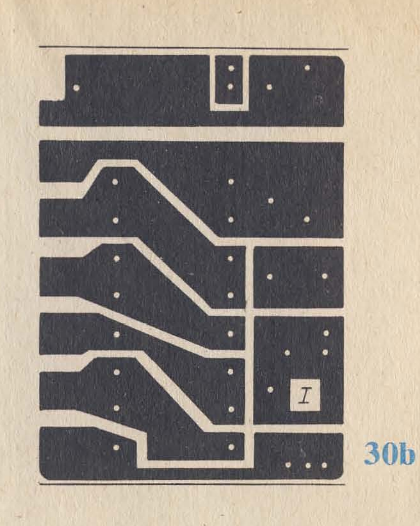
Bild 29
a – Miniaturprüfschnüre für das OPV-Multimeter und die Kontakteinzelteile (mit 1-mm-Federbronzedraht ist Übergang auf Telefonbuchsen möglich),
b – Einzelheit »Simetoschalterbefestigung«

29b

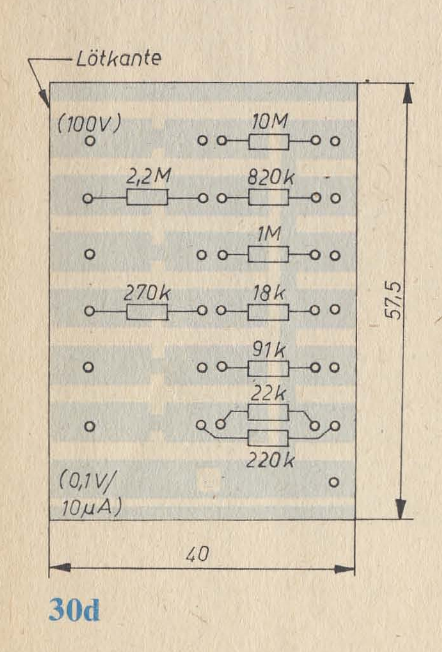
29a



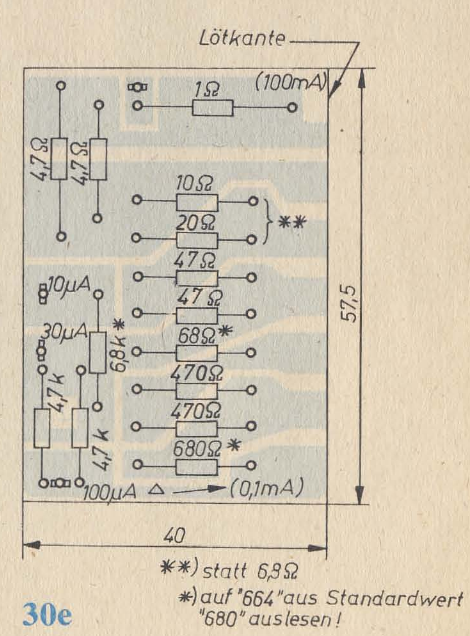
30a



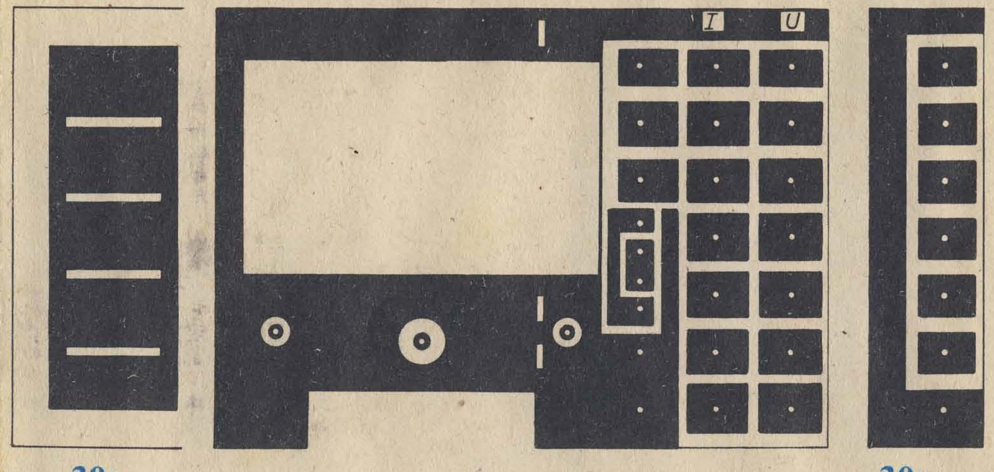
30b



30d



30e



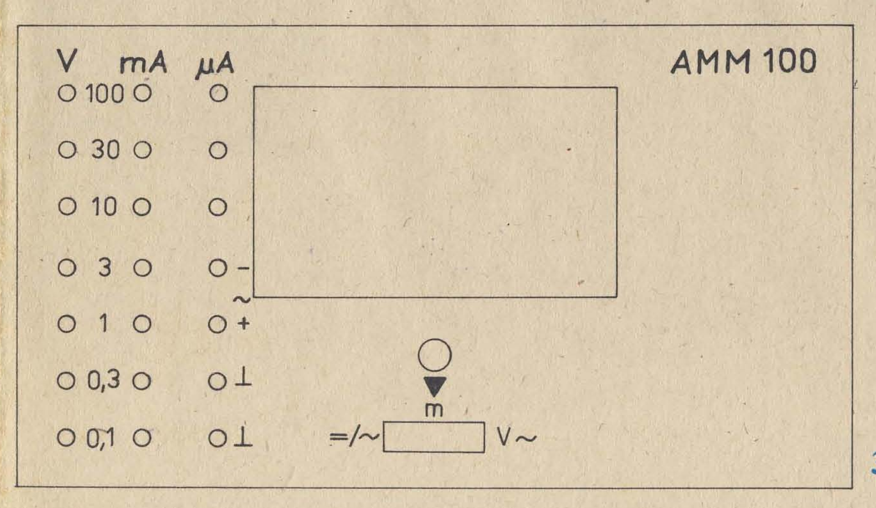
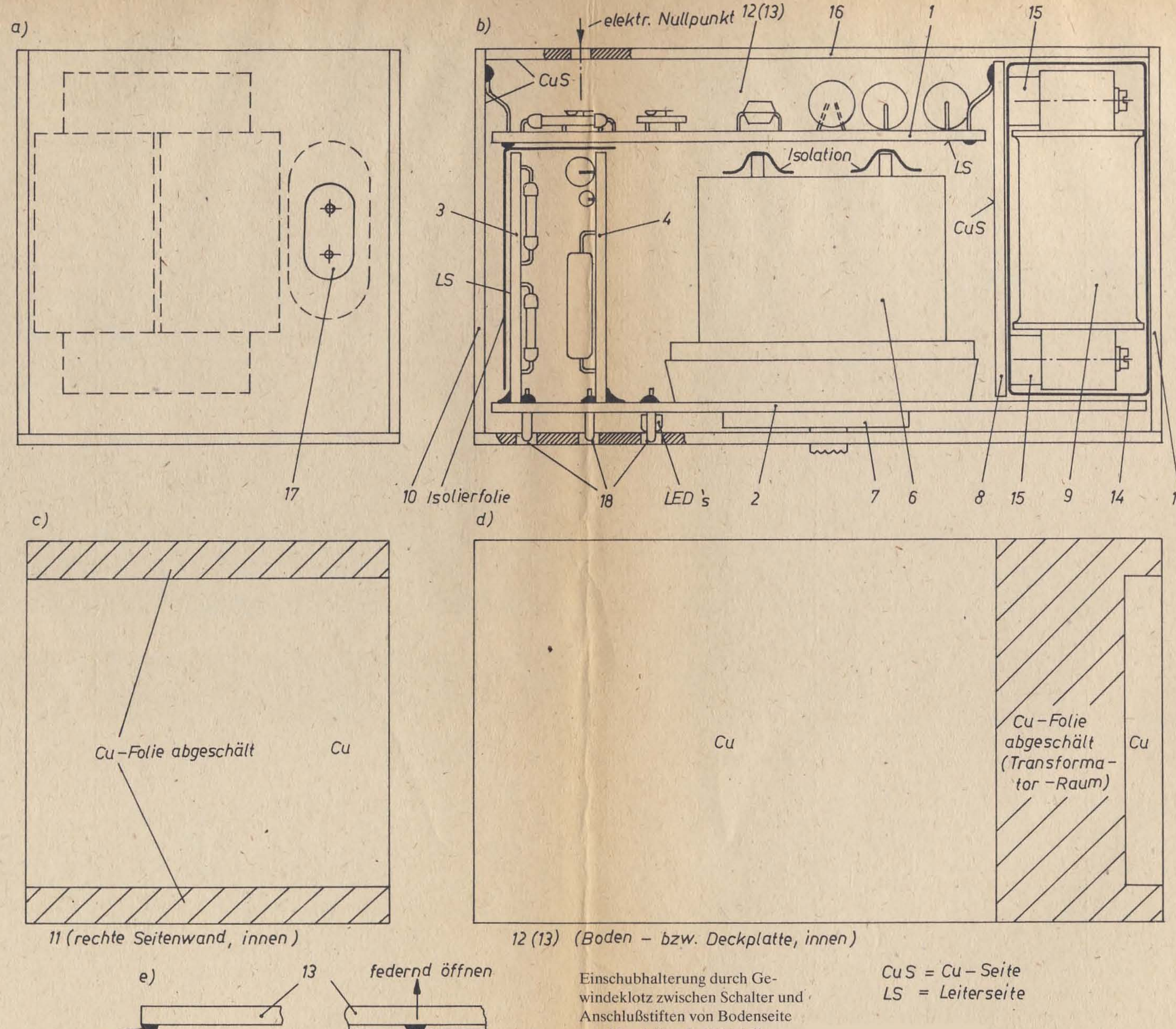
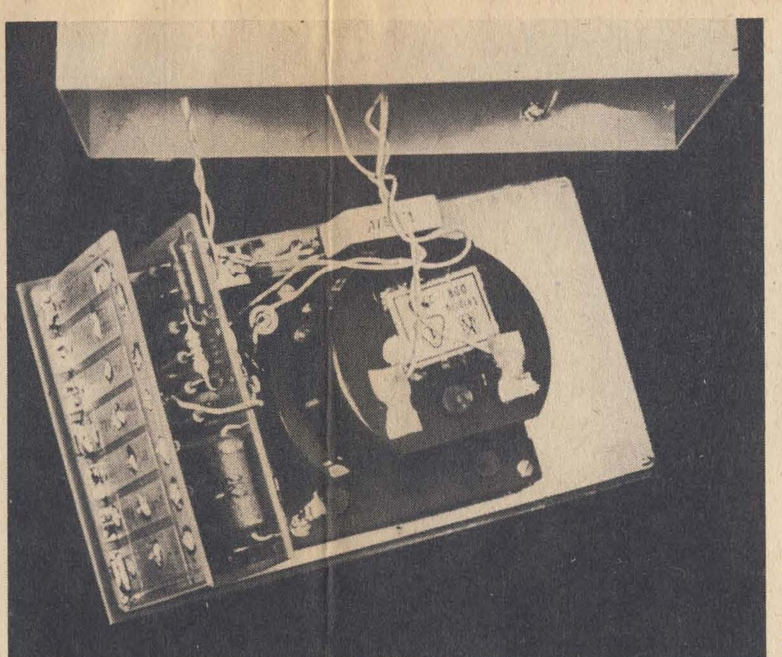


Bild 30
Einfache Leiterplatten für die Meßbereiche und für die Montageplatte, Engstellen je nach nötigen Kombinationen trennen: a – Spannungsmeßbereiche, b – Strommeßbereiche, c – Montageplatte, d – Bestückung für a, e – Bestückung für b (Beispiel), f – Frontplatten-»Print« für den Fall, daß ein Meßwerk der im Beispiel benutzten Größe verwendet wird, g – Erweiterung der Montageplatte für Ohmmeterzusatz nach Bild 33 (direkt rechts an Bild 30c anschließen). Engstellen im Leiterbild je nach Belegung trennen

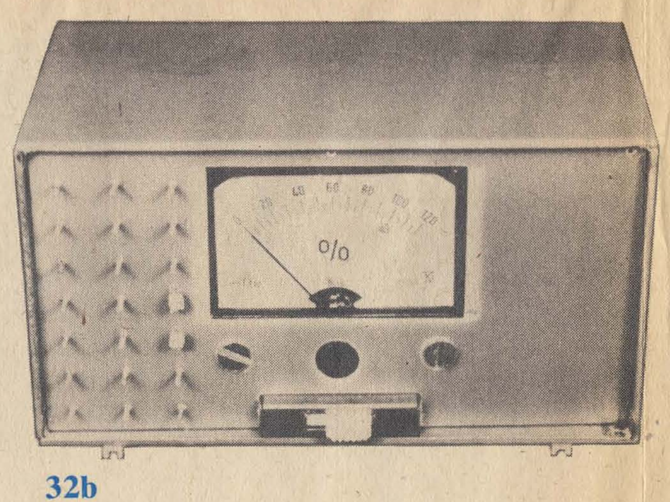
Bild 31
Bauskizzen zum OPV-Vielfachmesser bei Einsatz eines Meßwerks der Größe 48 × 52 (Maße ergeben sich aus den genannten Teilebildern)
1 – Voltmetermodul, 2 – Montageplatte mit Anschlußstiften (Folieseite innen, s. Bild 30c), 3 – Platte »Spannungsbereiche« (s. Bild 30a + d), 4 – Platte »Strombereiche« (s. Bild 30b + e), 5 – Frontplatte (Folieseite außen, s. Bild 30f), 6 – Drehspulmeßwerk (Blendrahmen abgenommen), 7 – Simetoumschalter Gleich- und Wechselspannung (-Strom) auf Wechselspannung (s. Bild 29 b), 8 – Trennwand (in Rahmen gelötet, nach Transformatorseite isoliert!), 9 – Trenntransformator (Netz- und 9-V-Seite auf getrennten Spulen; auf 15 geschraubt), sonst Raum für 2 × 9-V-Batterie bzw. Niederspannungsbuchse, 10 – linke Seitenwand (ohne Durchbruch, Kupferseite innen), 11 – rechte Seitenwand (mit Buchsendurchbruch, Kupferfolie bis auf dargestellte Partien abgeschält, vgl. Bild 31c), 12 – Bodenplatte, 13 – Deckplatte (entfernt), bei 12 und 13 Kupferfolie im Transformatorraum bis auf dargestellte Partien abgeschält, vgl. Bild 31d), 14 – zusätzliche Isolierfolie (bzw. Isolierstoffumhüllung; muß allseitig auch alle Plattenfugen überdecken!), 15 – Gewindeklötze (2× je 2× Gewinde), auf 8 geklebt, 16 – Rückwand, z. B. nach Bild 31 e einknöpfbar (Kupferfolie innen, wie bei 12 und 13 teilweise abgeschält), 17 – Netzbuchse (an 8 befestigt), 18 – Bohrungen in Montage- und Frontplatte mit 1-mm-Bohrer gemeinsam anbringen, dann Frontplatte entsprechend den benutzten Steckverbinderbuchsen aufbohren.
Fest verbundene Teile: Einschub mit 2...7 (gelötet, geschraubt); Gehäuserahmen mit 8...15 (Rahmen durch Innennähte gelötet). Verbinden von Front- und Montageplatte (entgegen Fotos, dort nur verstiftet) besser über 3-mm-Abstandsrollen und Meßwerk-Befestigungsschrauben (gesenkt),



Einschubhalterung durch Gewindeklotz zwischen Schalter und Anschlußstiften von Bodenseite aus. Herstellen der Netzteilvariante nur bei entsprechenden Fachkenntnissen! Kupferfolienbegrenzung ist nur zusätzliche Sicherheit (zu kleine Kriechstrecken!); Netzvariante mechanisch zusätzlich stabilisieren, am besten durch PVC-Mantel. Unter Bodenplatte beliebig Fußleisten ankleben.



32a

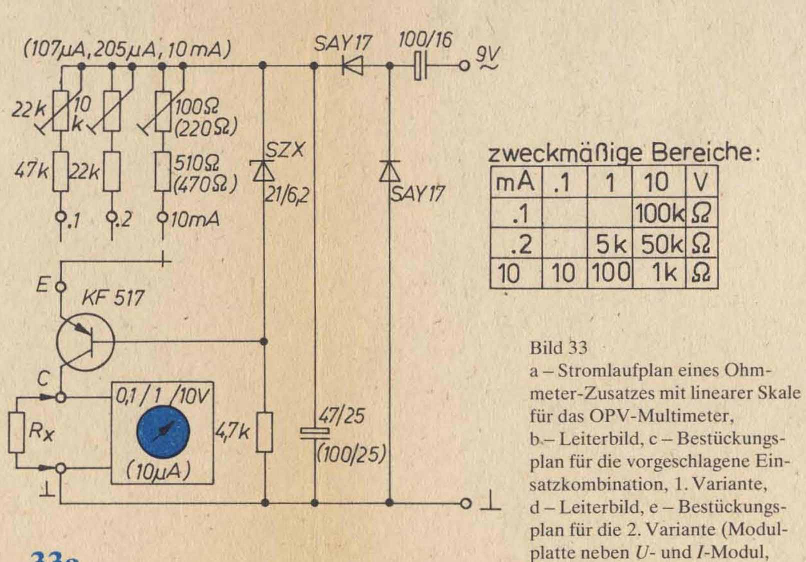


32b

Bild 32
Ansichten des Mustergeräts

I_E ist
Kehrw
den Sp
Verlus
sein. I
nung s
10 mA
Ein *K*
Ström
exemp
in den
Dadur
haben
Ein
Megac
»Schä

1. Aufl
in the
Rainer
numme



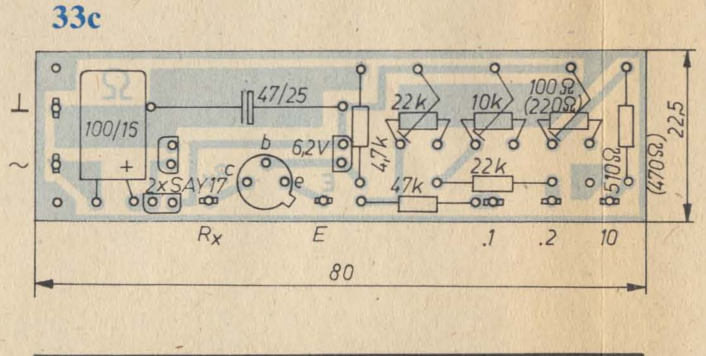
zweckmäßige Bereiche:

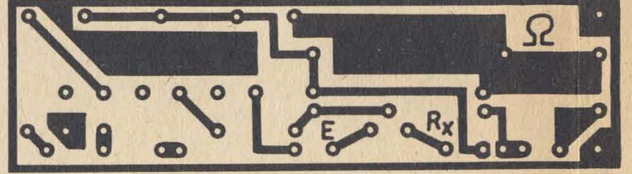
mA	.1	1	10	V
.1			100k	Ω
.2		5 k	50k	Ω
10	10	100	1k	Ω

33a

Bild 33
a – Stromlaufplan eines Ohmmeter-Zusatzes mit linearer Skale für das OPV-Multimeter,
b – Leiterbild, c – Bestückungsplan für die vorgeschlagene Einsatzkombination, 1. Variante,
d – Leiterbild, e – Bestückungsplan für die 2. Variante (Modulplatte neben *U*- und *I*-Modul, vgl. auch Bild 30g)

33c





33b